УЧЕБНИК

Джон Ленк

500 практических схем на популярных ИС

Принципы работы и расчетные соотношения

Таблицы взаимозаменяемости и временные диаграммы

Особенности применения и проверка работоспособности

Отладка, поиск и устранение неисправностей



Джон Ленк

500 практических схем на популярных ИС

John D. Lenk

MCGRAW-HILL CIRCUIT ENCYCLOPEDIA AND TROUBLESHOOTING GUIDE

VOLUME 4

McGraw-Hill



A Division of The McGraw-Hill Companies

New York • San Francisco • Washington, D.C. • Auckland • Bogotá • Caracas • Lisbon • London
Madrid • Mexico City • Milan • Montreal • New Delhi • San Juan • Singapore • Sydney • Tokyo • Toronto

УДК 621.396.6
ББК 32.844я2
Л33

Ленк Д.

Л33 500 практических схем на популярных ИС: Пер. с англ.– М.: ДМК Пресс, 2001. – 448 с.: ил. (Серия «Учебник»).

ISBN 5-94074-043-X

Книга известного американского специалиста по электронике Дж. Ленка универсальна по своему содержанию. В этом справочном пособии по самым распространенным типам интегральных микросхем и схемотехническим решениям на их основе собрана вся информация, нужная специалистам по электронике.

В книге рассмотрены более 500 рабочих схем, объяснены принципы их функционирования и особенности применения; даны указания по проверке, отладке, поиску и устранению неисправностей; приведены расчетные соотношения для выбора номиналов схемных элементов, таблицы взаимозаменяемости, временные диаграммы сигналов.

Все схемы сгруппированы по функциональному назначению: схемы контроля микропроцессоров (супервизоры), коммутаторы, интерфейсные схемы, мостовые измерители, генераторы, широкополосные устройства, операционные усилители, источники питания, АЦП и ЦАП.

Издание предназначено для инженеров, техников, специалистов по ремонту и эксплуатации электронных приборов и средств автоматики, а также научных работников, студентов и любителей технического творчества.

ISBN 0-07-038117-8 (англ.)
ISBN 5-94074-043-X

СОДЕРЖАНИЕ

Введение ... 16

1. Схемы контроля микропроцессоров ... 31

1.1. ИС контроля микропроцессоров ... 31
1.2. Сброс при включении питания ... 32
1.3. Сброс при понижении напряжения питания ... 32
1.4. Запрет записи в память при пониженном напряжении питания ... 32
1.5. Предупреждение об отключении питания ... 33
1.6. Переключение на резервную батарею ... 33
1.7. Сторожевой таймер ... 34
1.8. Тестирование и устранение неисправностей цифровых и микропроцессорных схем ... 34
1.8.1. Логический пробник ... 34
1.8.2. Логический импульсный генератор ... 35
1.8.3. Тестирование и поиск неисправностей с помощью пробника и генератора ... 35
1.9. Общие принципы поиска неисправностей цифровых устройств на ИС ... 36
1.9.1. Цепи питания и заземления ... 36
1.9.2. Сигналы сброса, выбора ИС, считывания, записи и начала работы ... 36
1.9.3. Синхронизирующие сигналы ... 41
1.9.4. Входные и выходные сигналы ... 41
1.10. Тестирование ИС контроля микропроцессоров ... 42
1.11. Описание схем контроля микропроцессоров ... 49
1.11.1. Схема контроля микропроцессора ... 49
1.11.2. Схема резервирования питания МП ... 51
1.11.3. Схема контроля и резервирования питания МП ... 52
1.11.4. Схема контроля МП с дополнительными возможностями ... 54
1.11.5. Схемы контроля МП с улучшенными характеристиками ... 58
1.11.6. Схемы контроля МП повышенной надежности ... 59
1.11.7. Схемы контроля МП повышенной надежности с дополнительными возможностями ... 59
1.11.8. Недорогие схемы контроля МП с батарейным резервированием ... 60
1.11.9. Недорогие схемы контроля МП повышенной надежности с ручным сбросом ... 60
1.11.10. Недорогие схемы контроля МП для напряжения питания +3 В ... 62
1.11.11. Схема контроля МП, формирующая сигнал разрешения записи в ОЗУ ... 63
1.11.12. Недорогие схемы контроля МП с батарейным резервированием для напряжения питания 3,0/3,3 В ... 63
1.11.13. Схема контроля напряжения питания с формированием сигнала сброса ... 64
1.11.14. Схемы контроля МП с внутренней резервной батареей ... 66

2. Аналоговые коммутаторы и ключи ... 67

2.1. Экстремальные уровни напряжения ... 67
2.2. Методы проверки интегральных коммутаторов и ключей ... 69
2.2.1. Проверка основных функций ... 70
2.2.2. Проверка тока утечки выключенного канала ... 70
2.2.3. Проверка времени переключения ... 71

2.2.4. Измерение прямого сопротивления замкнутого ключа 72
2.2.5. Измерение тока утечки замкнутого ключа 72
2.2.6. Измерение тока утечки разомкнутого ключа 73
2.2.7. Проверка основных функций коммутатора 73
2.2.8. Измерение времени задержки переключения каналов относительно адресных сигналов 75
2.2.9. Время перекрытия переключаемых каналов 75
2.2.10. Измерение задержки переключения каналов относительно сигнала разрешения переключения 75
2.2.11. Измерение заряда переключения 76
2.2.12. Измерение развязки разомкнутого ключа 76
2.2.13. Измерение развязки между включенными каналами 77
2.2.14. Емкость канала 77

2.3. Описание аналоговых коммутаторов и ключей 77

2.3.1. Входные каскады устройства сбора данных 77
2.3.2. Система сбора данных с защищенным дифференциальным входом 78
2.3.3. КМОП коммутатор радио- и видеосигналов 81
2.3.4. Коммутатор повышенной надежности 81
2.3.5. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления 82
2.3.6. Ослабление влияния емкостной нагрузки 82
2.3.7. Компенсация фазовых искажений 83
2.3.8. Восьмиканальная схема коммутации дифференциальных сигналов с последовательным переключением каналов 83
2.3.9. 16-канальная схема коммутации дифференциальных сигналов с последовательным переключением каналов 84
2.3.10. Схема выборки-хранения 84
2.3.11. Восьмиканальный переключатель с управлением по последовательному интерфейсу 85
2.3.12. Коммутатор 8×1 на ИС MAX335 88
2.3.13. Дифференциальный коммутатор 4×2 на ИС MAX335 88
2.3.14. Однополюсные переключатели на два направления на ИС MAX335 89
2.3.15. ИС защиты многоканальных линий передачи сигналов с ключами повышенной надежности 90

3. Схемы интерфейса 92

3.1. Длина кабеля 92
3.2. Снижение потребляемой мощности и режим отключения 94
3.3. Гальваническая развязка линий передач 95
3.4. Сравнение стандартов на интерфейсы 96
3.5. Проверка и поиск неисправностей интерфейсных ИС 97
3.6. Проверка работоспособности 98

3.6.1. Проверка работы в режимах разрешения/запрета и отключения 99
3.6.2. Проверка тока потребления в режиме отключения 99
3.6.3. Проверка скорости нарастания выходного напряжения при переключении 100
3.6.4. Проверка в режиме замкнутой петли 100

3.7. Описание интерфейсных ИС 101

3.7.1. Передача данных по стандарту RS-485/422 с гальванической развязкой 101
3.7.2. Организация типовой сети обмена данными по стандарту RS-485/422 104

3.7.3. Приемопередатчики с внешними конденсаторами с напряжением питания 5 В .. 105
3.7.4. Приемопередатчики с защитой от электростатического разряда 115
3.7.5. Программируемый приемопередатчик DTE/DCE 117
3.7.6. Двойной приемопередатчик с напряжением питания +1,8...+4,25 В 117
3.7.7. Многоканальные передатчики/приемники с напряжением питания 5 В 122
3.7.8. Импульсный генератор для источника питания интерфейса RS-485 с гальванической развязкой 140
3.7.9. Приемопередатчики с пониженной потребляемой мощностью для интерфейсов RS-485/422 147

4. Мостовые схемы 153

4.1. Основные мостовые схемы и их работа 153
4.1.1. Мостовой измерительный усилитель 153
4.1.2. Мостовой датчик давления с цепью автоматического регулирования 154
4.1.3. Малошумящий мостовой усилитель с подавлением синфазных сигналов 154
4.1.4. Малошумящий мостовой усилитель со стабилизацией прерыванием 155
4.1.5. Мостовой усилитель с одним источником питания и подавлением синфазных сигналов 158
4.1.6. Мостовой усилитель с высокой разрешающей способностью и одним источником питания 159
4.1.7. Схема для точного измерения веса 159
4.1.8. Мостовая схема с «плавающим» входом 161
4.1.9. Мостовой резистивный датчик температуры 161
4.1.10. Резистивный датчик температуры с переключаемым конденсатором 162
4.1.11. Терморезисторный мост с линейным выходом 163
4.1.12. Мостовая схема с малой потребляемой мощностью 164
4.1.13. Периодическое включение мостового тензодатчика 164
4.1.14. Импульсной режим работы мостового тензодатчика 164
4.1.15. Мостовой датчик с устройством выборки-хранения 164
4.1.16. Мостовой датчик высокой разрешающей способности с УВХ 168
4.1.17. Синхронный мостовой демодулятор с питанием переменным током 169
4.1.18. Мостовая схема, работающая в заданном временном интервале 170
4.1.19. Генератор прямоугольных импульсов 170
4.1.20. Генератор с кварцевой стабилизацией частоты 171
4.1.21. Генератор гармонических колебаний с кварцевой стабилизацией частоты 172
4.1.22. Генератор с кварцевой стабилизацией частоты и подавлением синфазного сигнала 172
4.1.23. Базовая схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина 172
4.1.24. Многодиапазонный генератор с мостом Вина 173
4.1.25. Генератор гармонических колебаний с мостом Вина и электронной стабилизацией амплитуды сигнала 174
4.1.26. Высокостабильный генератор с мостом Вина 176
4.1.27. Генератор с мостом Вина и автоматической подстройкой сигнала 177
4.1.28. Генератор с мостом Вина и подавлением синфазного сигнала моста 177
4.1.29. Выпрямитель/вольтметр переменного тока с диодным мостом 179

5. Быстродействующие схемы 180

5.1. Основные быстродействующие схемы и их работа 180

5.1.1. Усилитель ЦАП ... 180
5.1.2. Двухканальный видеоусилитель ... 180
5.1.3. Простой видеоусилитель ... 182
5.1.4. Усилитель для приема сигнала с кабеля ... 182
5.1.5. Стабилизация по постоянному току с использованием точки суммирования ... 182
5.1.6. Стабилизация по постоянному току с дифференциальным съемом напряжения смещения нуля ... 183
5.1.7. Стабилизированный усилитель с высоким входным сопротивлением ... 183
5.1.8. Стабилизированный усилитель с коэффициентом усиления 10 ... 183
5.1.9. Стабилизированный усилитель с коэффициентом усиления 1000 ... 185
5.1.10. Быстродействующий дифференциальный приемник сигналов с двухпроводной линии ... 187
5.1.11. Усилитель с трансформаторной связью ... 189
5.1.12. Быстродействующий дифференциальный усилитель-компаратор с регулируемым порогом ... 189
5.1.13. Двухпороговый усилитель-компаратор с регулируемым окном ... 190
5.1.14. Усилитель с фотодиодом ... 192
5.1.15. Быстродействующий фотоинтегратор ... 193
5.1.16. Приемник для волоконно-оптической линии связи ... 194
5.1.17. Адаптивный приемник для волоконно-оптической линии связи в диапазоне частот до 40 МГц ... 194
5.1.18. Точный аналоговый перемножитель в диапазоне частот до 50 МГц ... 196
5.1.19. Усилитель мощности ... 196
5.1.20. Усилитель мощности с большим выходным током ... 198

6. Операционные усилители и компараторы ... 199

6.1. Проверка усилителей ... 199
6.1.1. Оборудование для испытаний усилителей ... 199
6.1.2. Децибел: основные понятия ... 201
6.1.3. Соотношения для удвоения мощности ... 202
6.1.4. Сложение децибелов ... 202
6.1.5. Использование децибелов для сравнения величин напряжений и токов ... 203
6.1.6. Децибелы и измерения абсолютных величин ... 203
6.1.7. Амплитудно-частотная характеристика ... 204
6.1.8. Усиление по напряжению ... 210
6.1.9. Выходная мощность и усиление мощности ... 210
6.1.10. Входная чувствительность ... 211
6.1.11. Полоса пропускания ... 211
6.1.12. Влияние нагрузки ... 211
6.1.13. Выходное сопротивление ... 212
6.1.14. Входное сопротивление ... 213
6.1.15. Ток потребления, выходная мощность, КПД и чувствительность ... 213
6.1.16. Анализ искажений с использованием синусоидального сигнала ... 213
6.1.17. Анализ искажений с использованием прямоугольных сигналов ... 214
6.1.18. Гармонические искажения ... 217
6.1.19. Интермодуляционные искажения ... 219
6.1.20. Фоновый шум ... 220
6.1.21. Отношение сигнал/шум ... 221

6.1.22. Скорость нарастания и переходные характеристики ... 222
6.1.23. Измерение переходных характеристик ... 223
6.1.24. Фазовый сдвиг ... 225
6.1.25. Измерения в цепях обратной связи ... 226
6.1.26. Входной ток ... 227
6.1.27. Входной ток сдвига и напряжение смещения нуля ... 228
6.1.28. Ослабление синфазного сигнала ... 229
6.1.29. Влияние нестабильности напряжения питания ... 230
6.2. Типы усилителей на ИС ... 230
6.2.1. Операционные усилители ... 230
6.2.2. Управляемый операционный усилитель ... 233
6.2.3. ОУ со стабилизацией прерыванием ... 234
6.2.4. Прохождение сигнала ... 236
6.2.5. Измерение усиления отдельных каскадов ... 237
6.2.6. Пониженное усиление ... 238
6.2.7. Искажения в каскадах усилителя на дискретных элементах ... 239
6.2.8. Влияние утечки на работу схем с дискретными элементами ... 239
6.2.9. Ток утечки коллектор–база ... 240
6.2.10. Проверка токов утечки транзисторов в схеме ... 240
6.2.11. Пример поиска неисправностей в усилителе ... 241
6.3. Компараторы ... 245
6.3.1. Работа с интегральными компараторами ... 246
6.3.2. Проверка компараторов ... 247
6.3.3. Определение неисправностей в схемах компараторов ... 248
6.3.4. Проблемы быстродействия компараторов ... 250
6.4. Применение ОУ и компараторов ... 251
6.4.1. Малошумящий измерительный усилитель ... 251
6.4.2. Инвертирующий усилитель ... 252
6.4.3. 8-канальный мультиплексор видеосигналов для работы на кабель ... 253
6.4.4. 2-канальный мультиплексор видеосигналов для работы на кабель ... 254
6.4.5. Усилитель для работы на кабель с минимальными фазовыми искажениями ... 254
6.4.6. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ ... 254
6.4.7. Однополупериодный выпрямитель ... 256
6.4.8. Сверхбыстродействующий компаратор с ЭСЛ выходом и управляемым режимом выборки-хранения ... 256
6.4.9. Компаратор с ЭСЛ выходом ... 257
6.4.10. Широкополосный быстродействующий ОУ с мультиплексным входом ... 258
6.4.11. Малошумящий быстродействующий измерительный усилитель ... 259
6.4.12. Малошумящий микрофонный предусилитель ... 259
6.4.13. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ ... 259
6.4.14. Выносной датчик измерителя pH со встроенным усилителем ... 260
6.4.15. 4-канальная схема выборки-хранения ... 262
6.4.16. Усилитель выносного датчика напряжение–ток с дистанционным питанием .. 262
6.4.17. Источник отрицательного опорного напряжения –2,5 В ... 263
6.4.18. Повторитель напряжения для емкостной нагрузки до 100 пФ ... 264
6.4.19. Повторитель напряжения для емкостной нагрузки свыше 100 пФ ... 264
6.4.20. Повторитель напряжения повышенной точности ... 265
6.4.21. Малошумящий прецизионный дифференциальный усилитель с высоким коэффициентом усиления ... 265

6.4.22. Дифференциальные усилители с однополярным питанием ... 268
6.4.23. Согласующее устройство для низковольтного АЦП ... 269
6.4.24. Источник питания с автоматическим выключением через заданное время ... 271
6.4.25. Детектор с окном ... 271
6.4.26. Одношкальный индикатор на светодиодах ... 272
6.4.27. Простой линейный приемопередатчик ... 273
6.4.28. Пороговый детектор с цифровым управлением ... 273

7. Схемы источников питания ... 275

7.1. Методы проверки источников питания и стабилизаторов ... 275
7.1.1. Методика тестирования ... 275
7.1.2. Детальная проверка ... 281
7.1.3. Влияние источника питания ... 283
7.1.4. Влияние нагрузки ... 284
7.1.5. Шумы и пульсации ... 284
7.1.6. Дрейф ... 284
7.1.7. Температурный коэффициент ... 285
7.2. Поиск неисправностей в импульсных источниках питания ... 285
7.2.1. Паразитная связь с «землей» ... 285
7.2.2. Компенсация измерительного кабеля осциллографа ... 286
7.2.3. Наводки в заземляющем проводе с зажимом ... 286
7.2.4. Измерения на элементах ... 286
7.2.5. Электромагнитные помехи ... 287
7.2.6. Советы и предостережения ... 289
7.3. Поиск неисправностей в линейных источниках питания ... 293
7.3.1. Двухполярный источник питания с предварительной стабилизацией ... 294
7.4. Описание схем источников питания ... 295
7.4.1. Схема управления МДП транзисторами ... 295
7.4.2. Мостовая схема управления двигателем постоянного тока ... 295
7.4.3. Система управления шаговым двигателем ... 297
7.4.4. Источник питания, повышающий напряжение ... 297
7.4.5. Переключатель с открытым выходом ... 299
7.4.6. Преобразователи напряжения ... 299
7.4.7. Преобразователь положительного и отрицательного напряжений ... 299
7.4.8. Быстродействующие драйверы МДП транзисторов с токами до 1,5 А ... 301
7.4.9. Повышающие ШИМ стабилизаторы ... 301
7.4.10. Источник питания на 12 В для программирования флэш-памяти ... 304
7.4.11. Понижающий ШИМ стабилизатор ... 304
7.4.12. Преобразователь положительного напряжения в отрицательное ... 304
7.4.13. Повышающий преобразователь отрицательного напряжения ... 306
7.4.14. Модуль программирования флэш-памяти ... 307
7.4.15. Понижающий преобразователь ... 307
7.4.16. Модуль, преобразующий напряжение +5 В в ±12 или ±15 В ... 309
7.4.17. Быстродействующий одиночный МДП драйвер на ток 6 А ... 310
7.4.18. Преобразователь напряжения с перекачиванием заряда ... 313
7.4.19. Р-канальный линейный стабилизатор с малым падением напряжения ... 313
7.4.20. Перестраиваемый инвертирующий ШИМ стабилизатор на −5 В ... 313
7.4.21. Контроллер токового режима на базе импульсного источника питания ... 315

7.4.22. Понижающий Р-канальный контроллер 316
7.4.23. Понижающий ШИМ стабилизатор на ток 5 А 319
7.4.24. Понижающий ШИМ стабилизатор на ток 2 или 5 А 321
7.4.25. Эффективный преобразователь напряжения на 12 В с обратной связью 321
7.4.26. Преобразователь напряжения на 12 В без обратной связи 321
7.4.27. Эффективный преобразователь напряжения 9 В 323
7.4.28. Повышающий/понижающий преобразователь с выходным напряжением 5 или 3,3 В 323
7.4.29. Компенсированный источник питания с выходным 12 В и входным от 4,5 до 15 В напряжением 323
7.4.30. Бестрансформаторная схема источника питания с входным –48 В и выходным 5 В напряжением 324
7.4.31. Монолитный КМОП преобразователь напряжения 325
7.4.32. Источник питания для программирования микросхем флэш-памяти 325
7.4.33. Источник питания на два выхода с напряжениями +12 и +20 В 327
7.4.34. Эффективный инвертирующий источник питания 327
7.4.35. Инвертор с изменяемым выходным напряжением 328
7.4.36. Эффективный преобразователь на 5 В 329
7.4.37. Эффективный преобразователь на 12 В с обратной связью 329
7.4.38. Эффективный преобразователь на 12 В без обратной связи 329
7.4.39. Эффективный маломощный преобразователь на 9 В 331
7.4.40. Преобразователь на 12 В с функцией контроля напряжения 331
7.4.41. Преобразователь на 24 В 332
7.4.42. Преобразователь на 15 В 332
7.4.43. Преобразователь на 16 В 333
7.4.44. Источник выходного напряжения 100 В 333

8. Батарейные и микромощные схемы питания 336

8.1. Описание микромощных схем с батарейным питанием 336
8.1.1. Повышающий импульсный стабилизатор 336
8.1.2. Инвертирующий импульсный стабилизатор 336
8.1.3. Микромощный стабилизатор напряжения 338
8.1.4. Стабилизатор +5 В с малым падением напряжения 339
8.1.5. Регулируемый стабилизатор с малым падением напряжения 339
8.1.6. Уменьшение тока покоя 340
8.1.7. Снижение минимального тока покоя 340
8.1.8. Эффективный понижающий стабилизатор напряжения +5 В 340
8.1.9. Низковольтный повышающий преобразователь 341
8.1.10. Повышающий преобразователь напряжения на 3,3/5 В 341
8.1.11. Регулируемый повышающий преобразователь 342
8.1.12. Стабилизатор/зарядное устройство для четырех никель-кадмиевых аккумуляторов 344
8.1.13. Термочувствительное зарядное устройство для никель-кадмиевых аккумуляторов 344
8.1.14. Зарядное устройство для никель-кадмиевых аккумуляторов 345
8.1.15. Переключаемое термочувствительное зарядное устройство 346
8.1.16. Термочувствительное зарядное устройство для никель-кадмиевых аккумуляторов с низкоомным источником заряда 347

8.1.17. Контроллер ускоренного заряда аккумуляторов NiCd/NiMH 347
8.1.18. Зарядное устройство с линейным стабилизатором 351
8.1.19. Источник питания флуоресцентных ламп подсветки 352
8.1.20. Комбинированный источник питания ЖК дисплея 353
8.1.21. Источник питания ЖК дисплея с цифровой подстройкой 353
8.1.22. Источник отрицательного напряжения для ЖК дисплея 354
8.1.23. Микромощный источник питания ЖК дисплея 355
8.1.24. Источник питания ЖК дисплея с перекачиванием заряда 357
8.1.25. Источник для цепи регулировки контрастности цветного ЖК дисплея 357
8.1.26. Сдвоенный драйвер, переключающий повышенные напряжения 359
8.1.27. Сдвоенный переключающий драйвер повышенного напряжения 359
8.1.28. Снижение влияния бросков тока при высокоемкостных нагрузках 360
8.1.29. Контроллеры двунаправленных МОП переключателей 360
8.1.30. Переключающий драйвер для напряжений 18–28 В 361
8.1.31. Экономичный переключающий драйвер напряжений 18–28 В 362
8.1.32. Управление питанием портативного компьютера 362
8.1.33. Управление блоком питания
с четырьмя никель-кадмиевыми аккумуляторами 362
8.1.34. Переключатели для работы в схемах напряжением 3,3 В 364
8.1.35. Электронный прерыватель 365
8.1.36. Защита цепи питания интерфейса SCSI 366
8.1.37. Мощный источник питания на 3,3 В с входным напряжением 5 В 367
8.1.38. Маломощный преобразователь напряжения 3,3 В в 5 В 367
8.1.39. Источник питания с выходными напряжениями 5 и 12 В 368
8.1.40. Импульсный стабилизатор с питанием от щелочной батареи 370
8.1.41. Замена батареи напряжением 9 В двумя элементами типа АА 370
8.1.42. Схема получения напряжений 3,3 или 5 В от двух или трех элементов 372
8.1.43. Схема получения напряжений 3,3/5 В и 5/12 В от двух или трех элементов 373
8.1.44. Схема получения напряжений 3,3/5 В, +12 и –18 В
от двух или трех элементов 374
8.1.45. Схема получения напряжения –24 В от двух или трех элементов 375
8.1.46. Схема получения малошумящего напряжения 5 В от двух или трех элементов 375
8.1.47. Недорогая микромощная схема получения напряжения 5 В
от двух или трех элементов 376
8.1.48. Линейный стабилизатор на 3/3,3 В с питанием от трех элементов 377
8.1.49. Схема получения напряжения 3,3 В от четырех – шести элементов 378
8.1.50. Линейный стабилизатор на 5 В с питанием от четырех элементов 380
8.1.51. Двухкаскадный стабилизатор напряжения 5 В от четырех элементов 380
8.1.52. Инвертирующая схема получения напряжения 5 В от четырех элементов 380
8.1.53. Повышающий/понижающий стабилизатор 5 В от четырех элементов 382
8.1.54. Линейный стабилизатор с тремя выходами
и питанием от пяти элементов 383
8.1.55. Схема получения напряжения 5 В от пяти элементов 384
8.1.56. Схема получения напряжений 3,3/5 В от 9-вольтовой батареи 384
8.1.57. Схема преобразования отрицательного напряжения в напряжение +5 В 384
8.1.58. Схема получения напряжения –5 В из напряжения +5 В
или от четырех – восьми элементов 385
8.1.59. Схема получения напряжения –5 В из напряжения +5 В
или от пяти – восьми элементов 386

8.1.60. Схема получения напряжения –5 В с малыми шумами от источника +5 В 386
8.1.61. Маломощная схема получения напряжения –5 В из напряжения +5 В 387
8.1.62. Маломощная схема с перекачиванием заряда для получения напряжения –5 В 388
8.1.63. Микромощная схема с перекачиванием заряда для получения напряжения –5 В 389
8.1.64. Линейный стабилизатор с малым падением напряжения 389
8.1.65. Токочувствительный усилитель с повышенным напряжением 390
8.1.66. Схема контроля напряжений 391
8.1.67. Схема получения напряжений 3,3, 5 и 12 В от 6–12 элементов 392

9. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи 393

9.1. Проверка и поиск неисправностей АЦП 393
9.2. Проверка и поиск неисправностей ЦАП 394
9.3. Описание схем АЦП и ЦАП 397
9.3.1. Восьмиразрядный АЦП с внутренним 16-канальным мультиплексором 397
9.3.2. Аналого-цифровое преобразование относительных величин 398
9.3.3. Аналого-цифровое преобразование абсолютных величин 400
9.3.4. Использование источника опорного напряжения в качестве источника питания 400
9.3.5. Использование буферизованного опорного напряжения в качестве питающего 401
9.3.6. Исключение регулировок усиления по входу 401
9.3.7. Простой 32-канальный АЦП 403
9.3.8. Простой дифференциальный 8-канальный АЦП 404
9.3.9. Дифференциальный 16-канальный АЦП 405
9.3.10. Схемы буферизации 406
9.3.11. АЦП с микропроцессорным управлением усиления 408
9.3.12. АЦП с выборкой и хранением 409
9.3.13. Организация интерфейса АЦП/МП 411
9.3.14. Упрощенный интерфейс с МП 8080 412
9.3.15. Интерфейс с МП 8080 с частичным дешифрированием 414
9.3.16. Упрощенный интерфейс с МП Z80 415
9.3.17. Интерфейс с МП Z80 с дешифрированием 416
9.3.18. Интерфейс с МП NSC800 с частичным дешифрированием 416
9.3.19. Упрощенный интерфейс с МП NSC800 417
9.3.20. Упрощенный интерфейс с МП 6800 418
9.3.21. Интерфейс с МП 6800 с частичным дешифрированием 419
9.3.22. Перемножающие ЦАП 421
9.3.23. Генератор синусоидальных сигналов с цифровым управлением 421
9.3.24. Цифровой потенциометр 422
9.3.25. Цифровой потенциометр с комбинированным усилителем 423
9.3.26. ЦАП со смещенным уровнем выходного сигнала 423
9.3.27. Использование ЦАП с одним источником питания 424
9.3.28. ЦАП с биполярным выходным сигналом 425
9.3.29. Усилитель, управляемый ЦАП 425
9.3.30. Умножитель емкости 426

9.3.31. ЦАП с увеличенными выходными напряжениями и токами 427
9.3.32. Токовый контроллер на основе ЦАП 427
9.3.33. Контроллер токовой петли на основе ЦАП 428
9.3.34. Цифровая компенсация веса тары 430

ПОСВЯЩЕНИЕ

Приветствую всех из Villa Buttercup.

Моя чудесная жена Ирен. Благодарю за то, что ты поддерживала меня все эти годы!

Мои любимые родные и близкие: Карен, Том, Брендон, Джастин, Майкл и Робин. А также наши Лэмби и Суззи. Будьте счастливы, где бы вы ни находились!

Мои читатели! Пусть благополучие найдет дорогу в ваш дом. Счастья вам и здоровья. Спасибо за то, что покупаете мои книги!

Особая благодарность Стивену Чепмену, Стивену Фитцджеральду, Лесли Венджеру, Теду Нардину, Майку Хейсу, Лайзе Шрейджер, Патрику Хансарду, Питеру Меллису, Мери Мюррей, Кэрол Уилсон, Флоренс Тримбл, Френ Минерве, Джейн Старк и Роберту Мак-Гроу из Мак-Гроу Хилл за то, что моя книга стала бестселлером в разных странах! Это уже 89-я книга.

Всех благ!

ВВЕДЕНИЕ

В этой книге представлено более 500 электронных схем, часто используемых на практике, рассказано о принципах их функционирования, особенностях применения в различных устройствах и системах и описаны применяемые в них интегральные микросхемы (ИС).

Перед вами не просто сборник описаний различных схем. Во-первых, все они сгруппированы по функциональной принадлежности. Для каждой группы приведены практические рекомендации по выявлению и устранению неисправностей, которые помогут, если собранная схема не работает должным образом. Во-вторых, схемы даны со всеми подробностями, с указанием типов и значений схемных элементов, поэтому вы можете сразу использовать их в работе. В тех случаях, когда характеристики устройств (рабочий диапазон частот, мощность выходных сигналов и т.п.) зависят от величин схемных элементов, книга поможет выбрать их нужные значения для получения требуемых параметров.

Настоящее издание будет особенно полезно любителям технического творчества, студентам и ученым, сэкономит время конструкторам и разработчикам.

Благодарности

В создании книги принимали участие многие профессионалы. И я чрезвычайно признателен им за огромную работу, которую они проделали для того, чтобы эта книга родилась. Такой колоссальный труд не по силам одному человеку, вот почему я выражаю огромную благодарность всем, кто внес свой вклад (прямой или косвенный) в написание этого труда.

Со словами особой благодарности хочу обратиться к Алану Хауну (Alan Haun) из Analog Devices, Сиду Копперсмиту (Syd Coppersmith) из Dallas Semiconductor, Рози Хайнойоза (Rosie Hinojosa) из EXAR Corporation, Джеффу Солтеру (Jeff Salter) из GEC Plessey, Джону Аллену (John Allen), Элен Кокс (Helen Cox) и Линде да Коста (Linda da Costa) из Harris Semiconductors, Рону Денчфильду (Ron Denchfield) и Бобу Скотту (Bob Scott) из Linear Technology Corporation,

Дэвиду Фалладжеру (David Fullagar) и Уильяму Левину (William Levin) из Maxim Integrated Products, Фреду Сваймеру (Fred Swymer) из Microsemi Corporation, Линде Капкара (Linda Capcara) из компании Motorola Inc, Эндрю Дженкинсу (Andrew Jenkins) и Шантха Натарайану (Shantha Natarajan) из National Semiconductor, Антонио Ортису (Antonio Ortiz) из Optical Raytheon Electronics Incorporated, Лоуренсу Фоджелу (Lawrence Fogel) из Philips Semiconductors, Джону Марлоу (John Marlow) из Raytheon Electronics Semiconductors division, Энтони Армстронгу (Anthony Armstrong) из Semtech Corporation, Эду Окснеру (Ed Oxner) и Роберту Декеру (Robert Decker) из Siliconics Incorporated, Эми Салливэн (Amy Sullivan) из Texas Instruments, Алану Кэмпбеллу (Alan Campbell) из Unitrode Corporation, Салли и Барри Е. Браун (Брокер) (Sally and Barry E. Brown (Broker)) и Эндрю Йодеру (Andrew Yoder) – создателю бестселлеров.

Также хочу выразить особую признательность Джозефу А. Лэбоку (Joseph A. Labok) из колледжа Los Angeles Valley College за помощь и дружескую поддержку.

Кроме того, я очень благодарен Стиву Чэпмену (Steve Chapman), Стивену Фитцджеральду (Stephen Fitzgerald), Лесли Венджер (Leslie Wenger), Патрику Хансарду (Patrick Hansard), Питеру Меллису (Peter Mellis), Теду Нардину (Ted Nardin), Майку Хейсу (Mike Hays), Лайзе Шрейджер (Lisa Schrager), Мэри Мюррей (Mary Murray), Кэрол Уилсон (Carol Wilson), Джуди Кесслер (Judy Kessler), Монике Масезинскас (Monika Macezinskas), Флоренс Тримбл (Florence Trimble), Фрэн Минерве (Fran Minerva), Джейн Старк (Jane Stark), Фреду Перкинсу (Fred Perkins), Роберту Мак-Гроу (Robert McGraw), Джуди Рейс (Judith Reiss), Чарльзу Лаву (Charles Love), Бетти Кроуфорд (Betty Crawford), Джин Майерс (Jeanne Myers), Пегги Лэмб (Peggy Lamb), Томасу Ковальчику (Thomas Kovalczyk), Сузанне Барбеф (Suzanne Barbeuf), Жаклин Бун (Jaclyn Boone), Кэти Грин (Kathy Green), Донне Наморато (Donna Namorato), Джулии Лукас (Julie Lucas), Шерри Соуффранс (Sherri Souffrance), Эллисон Эреас (Allison Arias) и Мидж Хэреймис (Midge Haramis) из McCraw-Hill Professional Publishing organisation за то, что они так верили в меня.

Выражаю свою признательность Ирен – моей жене и личному представителю. Без ее помощи эта книга не могла бы появиться на свет.

Источники данных о микросхемах и адреса производителей

В конце каждого раздела с описанием схемы имеется ссылка на ее источник (как правило, руководство по применению микросхемы фирмы-производителя). Информация содержит название публикации, год издания и номера страниц, на которых упоминается представленная схема. Таким образом, вы можете обратиться непосредственно к оригиналу в поисках дополнительных сведений о схеме или ее компонентах. С этой целью в данный раздел включены адреса и телефоны фирм-производителей. При письменных обращениях указывайте полную информацию, включая год издания и номера страниц источника, где упоминается интересующее вас устройство. Отметим, что все схемы, приведенные в книге, воспроизведены (с разрешения издателя) в том виде, в каком они представлены в первоисточниках.

AIE Magnetics
701 Murfreeboro Road
Nashville, TN 37210
(615) 244-9024

Analog Devices
One Technology Way
PO Box 9106
Norwood, MA 02062-9106
(617) 326-8703

Dallas Semiconductor
4401 S. Beltwood Parkway
Dallas, TX 75244-3292
(214) 450-0400

EXAR Corporation
2222 Qume Drive
PO Box 49007
San Jose, CA 95161-9007
(408) 434-6400
Fax (408) 943-8245

GEC Plessey Semiconductors
Cheney Manor
Swindon, Wiltshire
United Kingdom SN2 2QW
0793 51800
Fax 0793 518411

Harris Semiconductor
PO Box 883
Melbourne, FL 32902-0883
(407) 724-7747
Fax (407) 724-3937,
1-800-442-7747

Linear Technology Corporation
1630 McCarthy Boulevard
Milpitas, CA 95036-7847
(408) 432-1900
Fax (408) 434-0507,
1-800-637-5545

Magnetics Division of Sprang and Company
900 East Butler
PO Box 391
Butler, PA 16003
(412) 282-8282

Maxim Integrated Products
120 San Gabriel Drive
Sunnyvale, CA 94086
(408) 737-7600
Fax (408) 737-7194,
1-800-998-8800

Motorola, Inc.
Semiconductor Products Sector
Public Relations Department
5102 N. 56th Street
Phoenix, AZ 85018
(602) 952-3000

National Semiconductor Corporation
2900 Semiconductor Drive
PO Box 58090
Santa Clara, CA 95052-8090
(408) 721-5000,
1-800-272-9959

Optical Electronics, Inc.
PO Box 11140
Tucson, AZ 85734
(602) 889-8811

Philips Semiconductors
811 E. Arques Avenue
PO Box 3409
Sunnyvale, CA 94088-3409
(408) 991-2000

Raytheon Company Semiconductor Division
350 Ellis Street
PO Box 7106
Mountain View, CA 94039-7016
(415) 968-9211
Fax (415) 966-7742,
1-800-722-7074

Semtech Corporation
652 Mitchell Road
Newbury Park, CA 91320
(805) 498-2111

Siliconix Incorporated
2201 Laurelwood Road
Santa Clara, CA 95054
(408) 988-8000

Unitrode Corporation
8 Suburban Park Drive
Billerica, MA 01821
(508) 670-9086

Таблицы взаимозаменяемости ИС

Многие полупроводниковые устройства и микросхемы, выпускаемые различными производителями, имеют аналогичные характеристики и поэтому взаимозаменяемы. Следует иметь в виду, что новые компоненты, появившиеся после публикации схемы, могут значительно улучшить ее свойства. При выборе замены необходимо учитывать электрические и конструктивные характеристики микросхем, особенно такие критически важные параметры, как напряжение, ток, рабочая частота и др. Лучше всего для этой цели использовать специальные руководства и справочники, которые можно приобрести в магазинах электронных компонентов и комплектующих изделий. При отсутствии такой литературы можно воспользоваться помещенными в этом разделе перекрестными таблицами взаимозаменяемости, в которых микросхемы сгруппированы по функциональному назначению и типам.

Таблица 1. Варианты взаимозаменяемости микросхем компании Raytheon и микросхем других производителей

Тип микросхемы	RAYTHEON прямая замена	RAYTHEON функцио-нальная замена	Тип микросхемы	RAYTHEON прямая замена	RAYTHEON функцио-нальная замена
ADVFC32		RC4153	ICL7660		RC4391
ADOP07	OP-07		ICL7680		RC4190
ADOP27	OP-27		ICL8013		RC4200
ADOP37	OP-37		LF155	LF155	
ADREF01	REF-01		LF156	LF156	
ADREF02	REF-02		LF157	LF157	
AD101	LM101		LH2101	LH2101	
AD558		DAC-4888	LH2108	LH2108	
AD565	DAC-8565		LH2111	LH2111	
AD581		REF-01	LM101	LM101	
AD586		REF-02	LM111	LM111	
AD647		RC4207	LM108	LM108	
AD654		RC4152	LM124	LM124	
AD707		RC4077	LM148	LM148	
AD708		RC4277	LM324	LM324	
AD741	RC741		LM331		RC4152
AD767		DAC-4881	LM348	LM348	
AM686		RC4805	LM368-5.0		REF-02
AM6012	DAC-6012		LM368-10		REF-01
CA124	LM124		LM369		REF-01
CA324	LM324		LM607		RC4077
CA139	LM139		LM741	RC741	
CA339	LM339		LM833	RC5532	
CA741	RC741		LM1458		RC4558
CS3842		RC4190	LM1851	LM1851	

Таблица 1. Варианты взаимозаменяемости микросхем компании Raytheon и микросхем других производителей (продолжение)

Тип микросхемы	RAYTHEON прямая замена	RAYTHEON функцио-нальная замена	Тип микросхемы	RAYTHEON прямая замена	RAYTHEON функцио-нальная замена
CMP-04		LM139	LM1851		RC4145
CMP-05		RC4805	LM2900	LM2900	
DAC-08	DAC-08		LM2901		LM339
DAC-10	DAC-10		LM2902		LM324
DAC-80		DAC-4881	LM3900	LM3900	
DAC-100		DAC-10	LP165	LP165	
DAC-312	DAC-6012		LP365	LP365	
DAC0800	DAC-08		LT-1001	LT-1001	
DAC0801	DAC-08		LT-1012	LT-1012	
DAC0830		DAC-4888	LT-1012		RC4097
DAC-888		DAC-4888	LT-1019		REF-01
DAC1208		DAC-4881	LT-1019		REF-02
DAC1218		DAC-6012	LT-1024		RC4207
DAC1219		DAC-6012	LT-1028		OP-37
DAC1230		DAC-4881	LT-1054		RC4391
DAC8222		DAC-4881	LT-1070		RC4190
HA-OP27	OP-07		LT-1084		RC4292
HA-OP27	OP-27		MAX400		RC4077
HA-OP37	OP-37		MAX630	RC4193	
HA-3182	RC3182		MAX630		RC4190
HA-4741	RC4741		MAX634	RC4391	
HA-5147		OP-47	MC1741	RC741	
HSOP07	OP-07		MC1747	RC747	
HSOP27	OP-27		MC3403	RC3403	
HSOP37	OP-37		MC4558	RC4558	
MC4741	RC4741		SG741	RC741	
MPREF01	REF-01		SI-9100		RC4292
MPREF02	REF-02		SSM-2134		RC5534
MPOP07	OP-07		TA7504	RC741	
MPOP27	OP-27		TA75339	LM339	
MPOP37	OP-37		TL494		RC4190
MP108	LM108		TL496		RC4190
MP155	LM155		TL497		RC4190
MP156	LM156		TL510		RC4805
MP157	LM157		TSC9400		RC4151
NE5532	RC5532		TSC9401		RC4151
NE5534	RC5534		TSC9402		RC4151
OPA156		LM156	UC1842		RC4292
OPA27		OP-27	VFC-32		RC4153
OPA37		OP-37	XR-2207	XR-2207	
OP-02		RC741	XR-2208		RC4200

Таблица 1. Варианты взаимозаменяемости микросхем компании Raytheon и микросхем других производителей (окончание)

Тип микросхемы	RAYTHEON прямая замена	RAYTHEON функцио-нальная замена	Тип микросхемы	RAYTHEON прямая замена	RAYTHEON функцио-нальная замена
OP-04		RC747	XR-2211	XR-2211	
OP-07	OP-07		XR-3403	RC3403	
OP-14		RC4558	XR-4136	RC4136	
OP-16		LF156	XR-4194	RC4194	
OP-27	OP-27		XR-4195	RC4195	
OP-37	OP-37		XR-5532	RC5532	
OP-77	OP-77		XR-5534	RC5534	
OP-97		RC4097	μA101	LM101	
OP-200		RC4207	μA108	LM108	
		RC4277	μA111	LM111	
OP-207		RC4207			
OP-227		RC4227	μA124	LM124	
OP-270		RC4227	μA139	LM139	
PM-108	LM108		μA148	LM148	
PM-139	LM139		μA324	LM324	
			μA339	LM339	
PM-148	LM148				
PM-155	LM155		μA348	LM348	
PM-156	LM156		μA741	RC741	
PM-157	LM157		μA747	RC747	
PM-339	LM339				
PM-348	LM348				
PM-741	RC741				
PM-747	RC747				
RC4136	RC4136				
RC4151	RC4151				
RC4152	RC4152				
RC4558	RC4558				
RC4559	RC4559				
REF-01	REF-01				
REF-02	REF-02				
REF-05		REF-02			
REF-10		REF-01			
SE5534		RC5534			
SG101	LM101				
SG124	LM124				

Таблица 2. Варианты взаимозаменяемости прецизионных операционных усилителей компаний Analog Devices, Burr Brown и Raytheon

Analog Dev.	RAYTHEON	Корпус	Analog Dev.	RAYTHEON	Корпус
AD OP-07AH	OP-07AT*	TO-99	AD OP-37AH/883	OP-37AT/883B	TO-99
AD OP-07AH/883	OP-07AT/883B*	TO-99	AD OP-37AQ	OP-37AD	Керамика
AD OP-07CN	OP-07CN*	Пластик	AD OP-37AQ/883	OP-37AD/883B	Керамика
AD OP-07CR	OP-07CM*	SO-8	AD OP-37BH	OP-37BT	TO-99
AD OP-07Q/883	OP-07D/883B*	Керамика	AD OP-37BH/883	OP-37BT/883B	TO-99
AD OP-07DN	OP-07DN*	Пластик	AD OP-37BQ	OP-37BD	Керамика
AD OP-07EN	OP-07EN*	Пластик	AD OP-37BQ/883	OP-37BD/883B	Керамика
AD OP-07H	OP-07T*	TO-99	AD OP-37CH	OP-37CT	TO-99
AD OP-07H/883	OP-07T/883B*	TO-99	AD OP-37CH/883	OP-37CT/883B	TO-99
AD OP-07Q	OP-07D*	Керамика	AD OP-37CQ	OP-37CD	Керамика
AD OP-07AQ	OP-07AD*	Керамика	AD OP-37CQ/883	OP-37CD/883B	Керамика
AD OP-07AQ/883B	OP-07AD/883B*	Керамика	AD OP-37EN	OP-37EN	Пластик
			AD OP-37FN	OP-37FN	Пластик
AD OP-27AH	OP-27AT	TO-99	AD OP-37GN	OP-37GN	Пластик
AD OP-27AH/883	OP-27AT/883B	TO-99			
AD OP-27AQ	OP-27AD	Керамика	AD707AQ	RC4077FD*	Керамика
AD OP-27AQ/883	OP-27AD/883B	Керамика	AD707CH	RM4077AT*	TO-99
AD OP-27BH	OP-27BT	TO-99	AD707CK/883	RM4077AT/883B*	TO-99
AD OP-27BH/883	OP-27BT/883B	TO-99	AD707CQ	RM4077AD*	Керамика
AD OP-27BQ	OP-27BD	Керамика	AD707CQ/883	RM4077AD/883B*	Керамика
AD OP-27BQ/883	OP-27BD/883B	Керамика	AD707JN	RC4077FN*	Пластик
AD OP-27CH	OP-27CT	TO-99	AD707JR	RC4077FM*	SO-8
AD OP-27CH/883	OP-27CT/883B	TO-99	AD707KN	RC4077EN*	Пластик
AD OP-27CQ	OP-27CD	Керамика	AD707KR	RC4077EM*	SO-8
AD OP-27CQ/883	OP-27CD/883B	Керамика	AD707SH	RC4077AT*	TO-99
AD OP-27EN	OP-27EN	Пластик	AD707SH/883B	RC4077AT/883B*	TO-99
AD OP-27FN	OP-27FN	Пластик	AD707SQ	RC4077AD*	Керамика
AD OP-27GN	OP-27GN	Пластик	AD707SQ/883	RC4077AD/883B*	Керамика
			AD707TH	RC4077AT*	TO-99
AD OP-37AE	OP-37AL	LCC	AD707TH/883B	RC4077AT/883B*	TO-99
AD OP-37AE/883	OP-37AL/883B	LCC	AD707TQ	RC4077AD*	Керамика
AD OP-37AH	OP-37AT	TO-99	AD707TQ/883	RC4077AD/883B*	Керамика
Burr Brown	**RAYTHEON**	**Корпус**	**Burr Brown**	**RAYTHEON**	**Корпус**
OPA27AJ/883	OP-27AT/883B*	TO-99	OPA37AJ	OP-37AT*	TO-99
OPA27BJ/883	OP-27BT/883B*	TO-99	OPA37AJ/883	OP-37AT/883B*	TO-99
OPA27CJ	OP-27CT/883B*	TO-99	OPA37AZ	OP-37AD*	Керамика
OPA27AJ	OP-27AT*	TO-99	OPA37AZ/883	OP-37AD/883B*	Керамика
OPA27AZ	OP-27AD*	Керамика	OPA37BJ	OP-37BT*	TO-99
OPA27BJ	OP-27BT*	TO-99	OPA37BJ/883	OP-37BT/883B*	TO-99
OPA27BZ	OP-27BD*	Керамика	OPA37BZ	OP-37BD*	Керамика
OPA27CJ	OP-27CT*	TO-99	OPA37BZ/883	OP-37BD/883B*	Керамика
OPA27CZ	OP-27CD*	Керамика	OPA37CJ	OP-37CT*	TO-99
OPA27EP	OP-27EN*	Пластик	OPA37CJ/883	OP-37CT/883B*	TO-99
OPA27FP	OP-27FN*	Пластик	OPA37CJ/883	OP-37CD/883B*	Керамика
OPA27GP	OP-27GN*	Пластик	OPA37CZ	OP-37CD*	Керамика
OPA27GU	OP-27GM*	SO-8	OPA37EP	OP-37EN*	Пластик
OPA27GZ	OP-27GD*	Керамика	OPA37FP	OP-37FN*	Пластик
OPA27AZ/883	OP-27AD/883B*	Керамика	OPA37GP	OP-37GN*	Пластик
OPA27BZ/883	OP-27BD/883B*	Керамика	OPA37GU	OP-37GM*	SO-8
OPA27CZ/883	OP-27CD/883B*	Керамика			

Примечание к табл. * – функциональный аналог.

Таблица 3. Варианты взаимозаменяемости прецизионных операционных усилителей компаний LTC и Raytheon

LTC	RAYTHEON	Корпус	LTC	RAYTHEON	Корпус
OP-07AH	OP-07AT	TO-99	LM108AH	LM108AT	TO-99
OP-07AH/883B	OP-07AT/883B	TO-99	LM108AH/883B	LM108AT/883B	TO-99
OP-07AJ8	OP-07AD	Керамика	LM108AJ8/883B	LM108AD/883B	Керамика
OP-07AJ8/883B	OP-07AD/8838	Керамика	LM108H	LM108T	TO-99
OP-07CN8	OP-07CN	Пластик	LM108H/883B	LM108T/883B	TO-99
OP-07CS8	OP-07CM	SO-8	LM108J8/883B	LM108D/883B	Керамика
OP-07EN8	OP-07EN	Пластик			
OP-07H	OP-07T	TO-99	LT1001ACH	LT-1001ACT	TO-99
OP-07H/883B	OP-07T/883B	TO-99	LT1001ACN8	LT-1001ACN	Пластик
OP-07J8	OP-07D	Керамика	LT1001AMH/883B	LT-1001AMT/883B	TO-99
OP-07J8/883B	OP-07D/883B	Керамика	LT1001AMJ8	LT-1001AMD	Керамика
			LT1001AMJe/883	LT-1001AMD/883B	Керамика
OP-27AH	OP-27AT	TO-99	LT1001CH	LT-1001CT	TO-99
OP-27AH/883B	OP-27AT/883B	TO-99	LT1001CN8	LT-1001CN	Пластик
OP-27AJ8	OP-27AD	Керамика	LT1001CS8	LT-1001CM	SO-8
OP-27AJ8/883B	OP-27AD/883B	Керамика	LT1001MH	LT-1001MT	TO-99
OP-27CH	OP-27CT	TO-99	LT1001MH/883B	LT-1001MT/883B	TO-99
OP-27CH/883B	OP-27CT/883B	TO-99	LT1001MJ8	LT-1001MD	Керамика
OP-27CJ8	OP-27CD	Керамика	LT1001MJ8/883B	LT-1001MD/883B	Керамика
OP-27CJ8/883B	OP-27CD/883B	Керамика			
OP-27EN8	OP-27EN	Пластик	OP-227EN	RC4227FN*	Пластик
OP-27GN8	OP-27GN	Пластик	OP-227GN	RC4227GN*	Пластик
			OP-227AJ	RM4227BD*	Керамика
OP-37AH	OP-37AT	TO-99	OP-227AJ/883B	RM4227BD/883B*	Керамика
OP-37AH/883B	OP-37AT/883B	TO-99			
OP-37AJ8	OP-37AD	Керамика			
OP-37AJ8/883B	OP-37AD/883B	Керамика			
OP-37CH	OP-37CT	TO-99			
OP-37CH/883B	OP-37CT/883B	TO-99			
OP-37CJ8	OP-37CD	Керамика			
OP-37CJ8/883B	OP-37CD/883B	Керамика			
OP-37EN8	OP-37EN	Пластик			
OP-37GN8	OP-37GN	Пластик			

Примечание к табл. * – функциональный аналог. OP-227 содержит два усилителя в 14-выводном корпусе. RC(RM)4227 – монолитные ИС в 8-выводном корпусе.

Таблица 4. Варианты взаимозаменяемости прецизионных операционных усилителей компаний PMI и Raytheon

PMI	RAYTHEON	Корпус	PMI	RAYTHEON	Корпус
OP07AJ	OP-07AT	TO-99	OP77AJ	OP-77AT	TO-99
OP07AJ/883	OP-07AT/883B	TO-99	OP77AJ/883	OP-77AT/883B	TO-99
OP07AZ	OP-07AD	Керамика	OP77AZ	OP-77AD	Керамика
OP07AZ/883	OP-07AD/883B	Керамика	OP77AZ/883	OP-77AD/883B	Керамика
OP07CP	OP-07CN	Пластик	OP77BJ	OP-77BT	TO-99
OP07CS	OP-07CM	SO-8	OP77BJ/883	OP-77BT/883B	TO-99

Таблица 4. Варианты взаимозаменяемости прецизионных операционных усилителей компаний PMI и Raytheon (окончание)

PMI	RAYTHEON	Корпус	PMI	RAYTHEON	Корпус
OP07DP	OP-07DN	Пластик	OP77BRC/883	OP-77BL/883B	LCC
OP07DS	OP-07DM	SO-8	OP77BZ	OP-77BD	Керамика
OP07EP	OP-07EN	Пластик	OP77BZ/883	OP-77BD/883B	Керамика
OP07J	OP-07T	TO-99	OP77EP	OP-77EN	Пластик
OP07J/883	OP-07T/883B	TO-99	OP77FP	OP-77FN	Пластик
OP07RC/883	OP-07L/883B	LCC	OP77FS	OP-77FM	SO-8
OP07Z	OP-07D	Керамика	OP77GP	OP-77GN	Пластик
OP07Z/883	OP-07D/883B	Керамика	OP77GS	OP-77GM	
OP27AJ	OP-27AT	TO-99	PM108AZ	LM108AD	Керамика
OP27AJ/883	OP-27AT/883B	TO-99	PM10BAZ/883	LM108AD/883B	Керамика
OP27AZ	OP-27AD	Керамика	PM108AJ	LM108AT	TO-99
OP27AZ/883	OP-27AD/883B	Керамика	PM108AJ/883	LM108AT/883B	TO-99
OP27BJ	OP-27BT	TO-99	PM108ARC	LM108AL	LCC
OP27BJ/883	OP-27BT/883B	TO-99	PM108ARC/883	LM108AL/883B	LCC
OP27BRC/883	OP-27BL883B	LCC	PM108DZ	LM108D	Керамика
OP27BZ	OP-27BD	Керамика	PM108DZ/B83	LM108D/883B	Керамика
OP27BZ/883	OP-27BD/883B	Керамика	PM108J	LM108T	TO-99
OP27CJ	OP-27CT	TO-99	PM108J/883	LM108T/883B	TO-99
OP27CJ/883	OP-27CT/883B	TO-99			
OP27CZ	OP-27CD	Керамика	PM2108AQ	LH2108AD	Керамика
OP27CZ/883	OP-27CD/883B	Керамика	PM2108AQ/883	LH2108AD/883B	Керамика
OP27EP	OP-27EN	Пластик	PM2108Q	LH2108D	Керамика
OP27FP	OP-27FN	Пластик	PM2108Q/883	LH2108D/883B	Керамика
OP27FS	OP-27FM	SO-8			
OP27GS	OP-27GM	SO-8	OP207AY/883	RM4207BD/883B*	Керамика
OP27GP	OP-27GN	Пластик	OP207AY	RM4207BD*	Керамика
OP37AJ	OP-37AT	TO-99	OP227AY	RM4227BD*	Керамика
OP37AJ/883	OP-37AT/883B	TO-99	OP227AY/883	RM4227BD/883B*	Керамика
OP37AZ	OP-37AD	Керамика	OP227BY/883	RM4227BD/883B*	Керамика
OP37AZ/883	OP-37AD/883B	Керамика	OP227GY	RC4227GN*	Пластик
OP37BJ	OP-37BT	TO-99			
OP37BJ/883	OP-37BT/883B	TO-99			
OP37BRC/883	OP-37BL/883B	LCC			
OP37BZ	OP-37BD	Керамика			
OP37BZ/883	OP-37BD/883B	Керамика			
OP37CJ	OP-37CT	TO-99			
OP37CJ/883	OP-37CT/883B	TO-99			
OP37CZ	OP-37CD	Керамика			
OP37CZ/883	OP-37CD/883B	Керамика			
OP37EP	OP-37EN	Пластик			
OP37FP	OP-37FN	Пластик			

Примечание к табл. * – функциональный аналог.
OP207/227 компании PMI содержат два усилителя в 14-выводном корпусе.
RM4207/4227 компании Raytheon – монолитные ИС в 8-выводном корпусе.

Таблица 5. Варианты взаимозаменяемости операционных усилителей общего назначения

Raytheon	PMI	FSC	AMD	Motorola	National	RCA	Signetics	T.I.
LH2101A			LH2101A		LH2101A		LH2101A	
LH2111			LH2111		LH2111			
LM101A		µA101A	LM101A	LM101A	LM101A	CA101A	LM101A	
LM111		µA111	LM111	LM111	LM111	CA111	LM111	
LM124		µA124	LM124	LM124	LM124	CA124	LM124	LM124
LM139	PM139	µA139	LM139	LM139	LM139	CA139	LM139	LM139
LM148	PM148	µA148	LM148		LM148		LM148	
LM301A		µA301A	LM301A	LM301A	LM301A	CA301A	LM301A	LM301A
LM324		µA324	LM324	LM324	LM324	CA324	LM324	LM324
LM339	PM339	µA339	LM339	LM339	LM339	CA339	LM339	LM339
LM348		µA348	LM348		LM348		LM348	LM348
LM2900		µA2900			LM2900			
LM3900		µA3900			LM3900			LM3900
RC3403A		µA3403		MC3403				MC3403
RC4136	OP-09	µA4136						RC4136
RC4156		µA148*		MC4741	LM348*			LM348*
RC4157		µA148/348*		MC4741*	LM348*			LM348*
RC4558		µA4558		MC4558				RC4558
RC4559		µA4558*		MC4558*				RC4559
RC4741N				MC3-4741-5				
RM4741D				MC1-4741-2				
RC5532							NE5532	NE5532
RC5532A							NE5532A	NE5532A
RC5534							NE5534	NE5534
RC5534A							NE5534A	NE5534A
RC741	OP-02	µA741		MC1741	LM741	CA741	CA741	
RC747	OP-04	µA747		MC1747	LM747	CA747	CA747	
RC747S	OP-04	µA747			LM747			

Примечание к табл. * – функциональный аналог.

Таблица 6. Варианты взаимозаменяемости микросхем специального назначения

Raytheon	Teledyne	Analog Devices	EXAR	Motorola	Datel	Burr Brown
RC4151	4780*	AD451*	XR4151		VFQ-1C*	VFC-32KF*
RC4152	4781*	AD452*	XR4151*		VFQ-2C*	VFC-42BP*
RC4153	4782*	AD537*			VFQ-3C*	VFC-52BP*
RC4200/A		AD539*		MC1494*		4202K*/4205K*
XR2207			XR2207			
XR2211			XR2211			
RC4444				MC3416		

Примечание к табл. * – функциональный аналог.

Таблица 7. Варианты взаимозаменяемости цифро-аналоговых преобразователей

Raytheon	PMI	AMD	Motorola
DAC-08AD	DAC-08AQ	AMDAC-08AQ	MC1408L8
DAC-08D	DAC-08Q	AMDAC-08Q	
DAC-08ED	DAC-0BEQ	AMDAC-08EQ	
DAC-0BEN	DAC-08EP	AMDAC-08EN	
DAC-08CN	DAC-08CP	AMDAC-08CN	MC1408P6
DAC-10BD	DAC-10BX		
DAC-10CD	DAC-10CX		
DAC-10FD	DAC-10FX		
DAC-10GD	DAC-10GX		
DAC- 6012AMD		AM6012ADM	
DAC-6012MD	DAC-312 BR*	AM6012DM	
DAC-6012ACN		AM6012ADC	
DAC- 6012CN	DAC-312FR*	AM6012DC	
DAC-8565DS*			
DAC-8565JS*			
DAC-8565SS*			

Примечение к табл. * – функциональный аналог.

Таблица 8. Варианты взаимозаменяемости стабилизаторов напряжения и источников опорного напряжения

Raytheon	EXAR	Maxim	T.I.	Analog Devices	Motorola	NSC
REF-01	REF-01		MP-5501	AD581*	MC1504AU10*	LH0070-0*
REF-01A	REF-01A		MP-5501A	AD581*		LH0070-1*
REF-01C	REF-01C		MP-5501C	AD581*	MC1404U10*	LH0070-2*
REF-01D	REF-01D		MP-5501 D	AD581*	MC1404U10*	
REF-01E	REF-01E		MP-5501 E	AD581*		
REF-01H	REF-01H		MP-5501 H	AD581*	MC1404AU10*	
REF-02	REF-02		MP-5502		MC1504AU5*	LM136-5.0*
REF-02A	REF-02A		MP-5502A			LM136A-5.0*
REF-02C	REF-02C		MP-5502C		MC1404U5*	LM336-5.0*
REF-02D	REF-02D		MP-5502D		MC1404U5*	LM336-5.0*
REF-02E	REF-02E		MP-5502E			LM336A-5.0*
REF-02H	REF-02H		MP-5502H		MC1404AU5*	
RC4190		MAX630*				
RC4193		MAX630*				
RC4391		MAX634*				
RC4194	XR4194CN					
RC4195	XR4195CP				MC1468/MC1568*	LM325/326*

Примечание к табл. * – функциональный аналог.

NSC	Analog Devices	Analog Power	Micro-Datel
DAC-08AQ	AD-1508-9D	MP-7523*	DAC-IC8BC*
DAC-08Q	AD-1508-9D	MP-7523*	DAC-IC8BC*
DAC-08EQ	AD-1408-8D	MP-7523*	DAC-IC8UP*
DAC-08EP			DAC-IC8UP*
DAC-08CP			DAC-IC8UP*
DAC-1020LD*	AD7520/30/33*	MP-7520/30/33*	DAC-HF10BMM*
DAC-1021/22LD8*	AD7520/30/33*	MP-7520/30/33*	DAC- HF10BMM*
DAC-1020 LCN*	AD7520/30/33*	MP-7520 30/33*	DAC- HF10BMC*
DAC-1021/22LCN*	AD7520/30/33*	MP-7520/30/33*	DAC-HF10BMC*
DAC-1220LD*	AD6012ADM	MP-7531/41*	DAC-HF12BMM*
DAC-1221/22LD*	AD6012DM	MP-7531/41*	DAC- HF12BMM*
DAC-1220 LCN*	AD6012ADC	MP-7531/41*	DAC-HF12BMC*
DAC-1221/22LCN*	AD6012DC	MP-7531/41*	DAC-HF12BMC*
MC3412L	DAC-1208AD-I*	AD565JD/BIN	
MC3412L	DAC-1280HCD-I*	AD565JD/BIN	
	DAC-1280HCD-I*	AD5665SD/BIN	

Типовые корпуса и расположение выводов ИС

Часто на принципиальных схемах не указываются расположение и нумерация выводов ИС (особенно выводов питания). Эти данные можно найти в документации производителей или на других схемах, где используется та же ИС.

На рис. 1–3 показаны примеры типовых вариантов расположения выводов на корпусе микросхемы. При этом необходимо иметь в виду, что они соответствуют только указанным типам микросхем.

На рисунках изображена общепринятая последовательность нумерации контактных выводов. Обычно она идет против часовой стрелки (вид сверху). При этом первый вывод расположен возле «ключа» (отметки или выемки на корпусе микросхемы) в направлении против часовой стрелки. В приведенных примерах представлены наиболее распространенные корпуса ИС: круглый металлический, с двухрядным расположением выводов (DIP), малогабаритный DIP (SO DIP), безвыводной (LCC), многовыводной DIP и корпус с планарными выводами, предназначенный для поверхностного монтажа.

Сокращения и обозначения

Для электронных элементов используется определенная система условных обозначений, а также сокращений для наименований единиц измерения.

Обратите внимание, например, на условные обозначения резисторов и конденсаторов, подключенных к выводу 2 микросхемы SL6442 (рис. 4). Для резистора – это прямоугольник, а для конденсатора – две полоски, причем одна из них затушевана. Такое обозначение используется, если важно соблюдение полярности подключения элемента к цепи. Если это не имеет значения, то затушеваны обе полоски

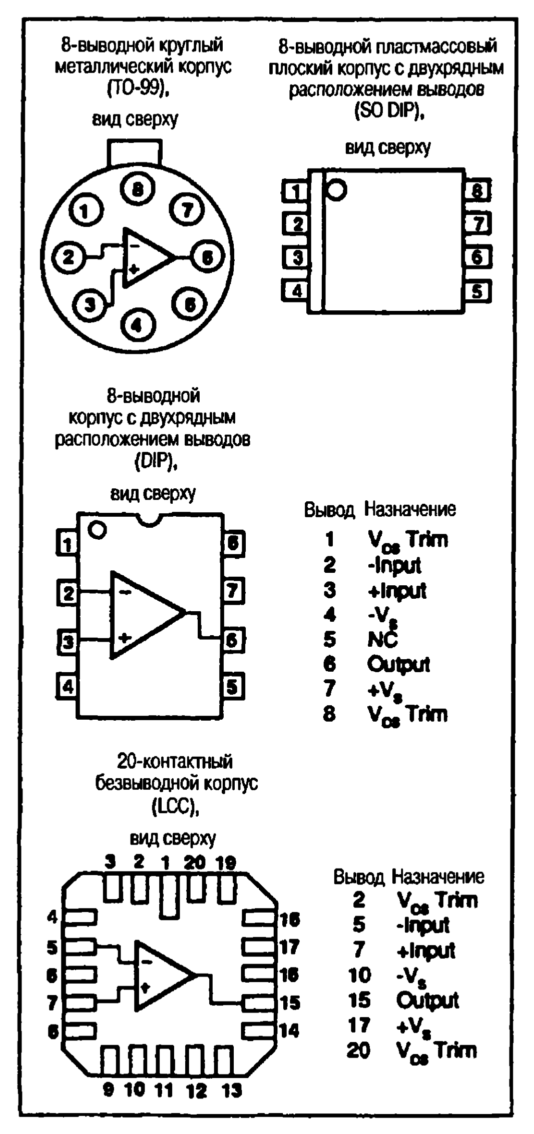




Рис. 1. Расположение выводов микросхем с различными корпусами

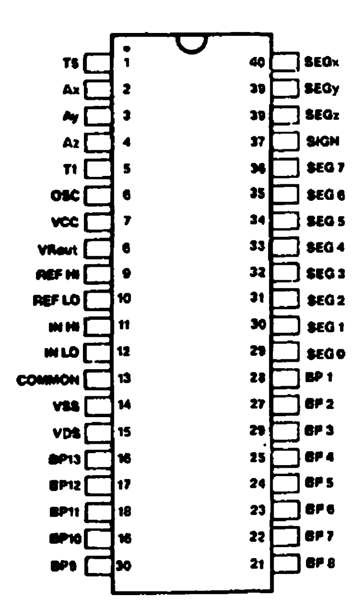


Рис. 2. Расположение выводов микросхемы в многовыводном корпусе DIP

символа (как, например, у емкости, подключенной к выводу 5 микросхемы SL6442, на рис. 4).

Иногда упрощаются сокращения, принятые для единиц измерения. Так, греческая буква «μ» при обозначении емкости конденсатора соответствует микрофарадам, «n» – нанофарадам, а «p» – пикофарадам. А в Японии и некоторых других странах часто используют символ «u» для обозначения приставки «μ» (микро).

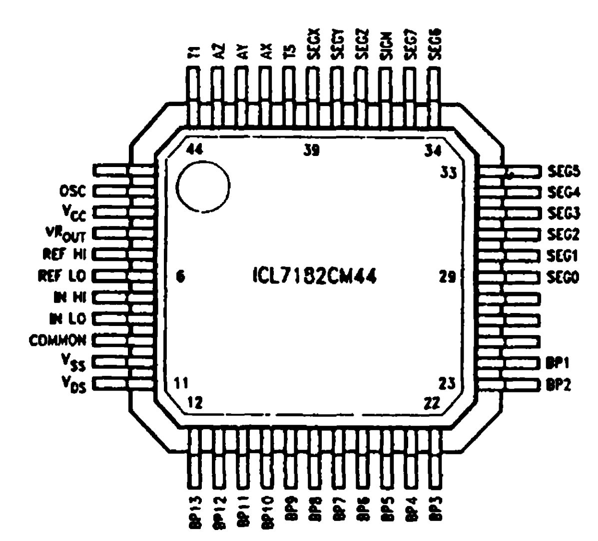


Рис. 3
Расположение выводов микросхемы в корпусе для поверхностного монтажа

При обозначении номинала резистора приставка «k» (кило) соответствует тысячам ом (обозначается Ω – греческая буква «омега»), «M» (мега) – миллионам. Отсутствие обозначения единицы измерения показывает, что величина резистора приведена в омах. Если приставки «μ», «n», «p» используются при указании номиналов индуктивностей, то это обозначает соответственно μH (микрогенри, мкГн), nH (наногенри, нГн), pH (пикогенри, пГн). Например, на рис. 4 так обозначены индуктивности 18 и 82 нГн, подключенные к выводу 6 микросхемы SL6442.

При обозначении десятичных значений номиналов схемных элементов иногда используется следующий прием: буква помещается между цифрами, заменяя собой запятую, отделяющую целую часть числа. Так, 3k3 означает 3,3 кОм (килоома) или 3300 Ом, 2M2 – 2,2 МОм (мегаома), 7μ7 – 7,7 мкФ, 0μ1 – 0,1 мкФ, 3n7 – 3,7 нФ.

Поиск информации о микросхемах

Микросхемы, представленные в книге, сгруппированы по функциональному назначению, и каждая группа рассматривается в отдельной главе. Так, в главе 1 содержится информация о схемах контроля микропроцессоров (супервизорах), в главе 2 – о мультиплексорах и коммутаторах и т.д.

Чтобы найти интересующее устройство, обратитесь сначала к главе, описывающей группу схем с соответствующим функциональным назначением, а затем выберите наиболее подходящую по названию. Например, если вам потребовался усилитель, обратитесь к главе 6. Понадобились данные об источниках питания – откройте главу 7; нужны сведения об источниках питания, разработанных специально для микромощных устройств или устройств с батарейным питанием, – просмотрите главу 8.

Если вам необходимо осуществить проверку или устранить неисправность схемы, найдите главу, где описывается соответствующая функциональная группа. Например, методы тестирования операционных усилителей или компараторов (включая информацию о тестирующем оборудовании) рассмотрены в первом разделе

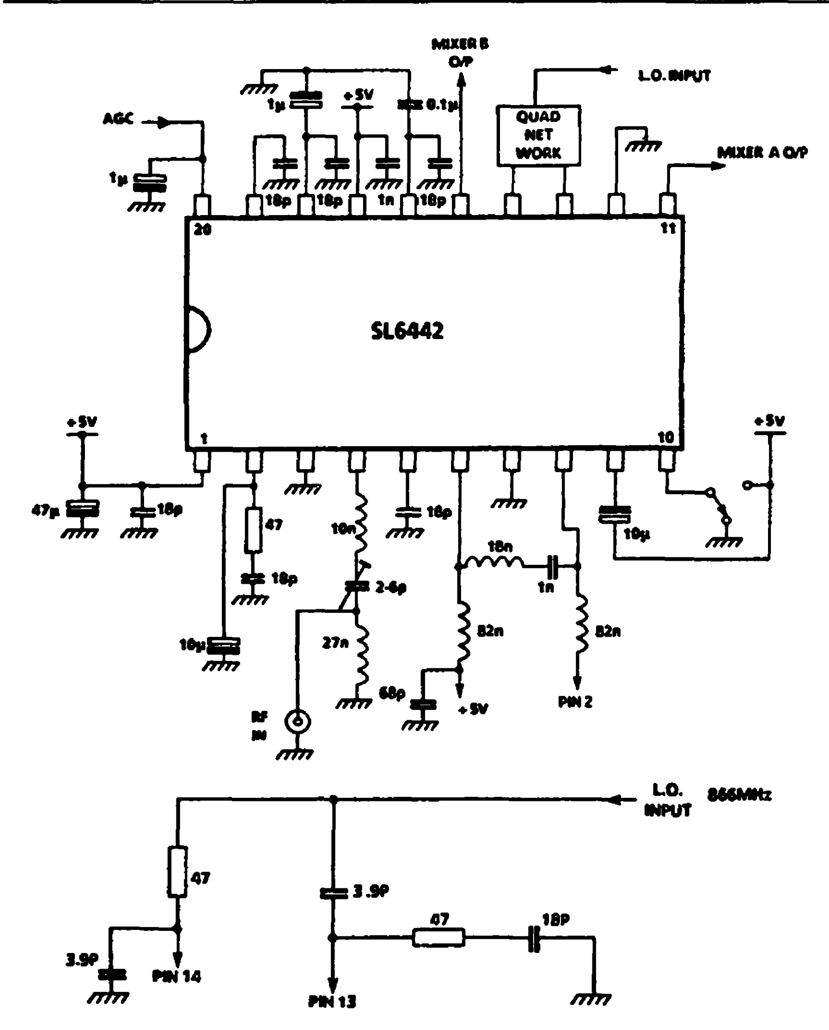


Рис. 4. Примеры обозначений схемных элементов

главы 6. Если микросхема не функционирует надлежащим образом (не прошла тестирование), обратитесь ко второму разделу главы 6, где излагается порядок поиска и устранения возможных неисправностей.

Отметим, что информация о многих типах схем может встречаться в разных главах. Например, в главе 2 содержатся сведения о мультиплексорах, а в главе 9 – об аналогово-цифровых преобразователях, одновременно выполняющих функции мультиплексирования. Поэтому, если вы не смогли найти информацию об интересующем вас устройстве после тщательного изучения содержания и перечня рисунков, обратитесь к указателю, помещенному в конце книги. Здесь схемы перечислены под различными названиями, с которыми они встречаются в книге.

1. СХЕМЫ КОНТРОЛЯ МИКРОПРОЦЕССОРОВ

Предполагается, что вы уже знакомы с основными понятиями цифровой техники (системы исчисления, логические схемы, микропроцессоры, цифровое измерительное оборудование и т.п.). Если это не так, прочтите сначала книгу John D. Lenk, «Digital Handbook», McGraw-Hill, 1992. В начале главы кратко рассмотрены способы тестирования и выявления неисправностей цифровых интегральных схем. Материал расположен так, что читатель, не знакомый с процедурами электронных измерений и методами выявления неисправностей, сможет выполнить тестирование схем, приведенных в этой главе, и локализовать неисправность в случае, если исследуемое устройство не пройдет проверки. Прежде чем углубиться в детали, начнем с краткого обзора схем контроля микропроцессоров.

1.1. ИС контроля микропроцессоров

ИС контроля микропроцессоров (супервизоры) выполняют как аналоговые, так и цифровые операции, что позволяет упростить и ускорить весь процесс разработки электронной аппаратуры. Основное назначение этих микросхем – жизненно важное для микропроцессорных систем обеспечение безопасности и функционирования при различных нарушениях работы и электрических сбоях. Некоторые микропроцессоры выполняют функции контроля, но они, как правило, не могут выявить свои собственные неисправности. Для повышения эффективности и надежности работы контроль должен выполняться внешними ИС.

Обычно ИС контроля выполняют следующие задачи: системный сброс при включении питания, сброс при внезапном понижении питающего напряжения, запрет записи в память при пониженном напряжении питания, предупреждение о возможном отключении питания, переключение на резервную батарею и контроль с помощью сторожевого таймера. Все это можно легко реализовать по отдельности. Но если необходимо совместное выполнение перечисленных действий, особенно при недостатке свободного места на плате, могут возникнуть проблемы. Рассмотрим кратко эти функции и их роль в работе микропроцессорной системы в целом.

1.2. Сброс при включении питания

При подаче питания на микропроцессор его внутренние регистры устанавливаются в произвольные состояния и содержат, таким образом, случайные данные. Применение команды RESET (сброс) позволяет решить эту проблему за счет установки всех регистров в заранее определенное начальное состояние. Для обеспечения правильного начала работы на вход RESET микропроцессора должен поступать сигнал низкого логического уровня в течение 20–120 мс после включения питания. Точнее, внешняя схема сброса должна удерживать на входе RESET этот логический уровень, пока напряжение питания не достигнет минимального значения, необходимого для нормального функционирования микропроцессора. Только после этого сигнал сброса должен быть снят. Если отсчет начнется слишком рано или закончится слишком быстро, внутренние регистры микропроцессора останутся в хаотическом начальном состоянии. Следовательно, схема сброса при включении питания должна содержать таймер, компаратор и источник опорного напряжения, а также цепи, обеспечивающие электрическое сопряжение с входом RESET микропроцессора.

1.3. Сброс при понижении напряжения питания

После включения микропроцессор сохраняет работоспособность, пока напряжение питания остается номинальным. Чтобы обеспечить надежность работы, схема контроля должна фиксировать как кратковременные колебания, так и длительные спады напряжения питания. Пониженное напряжение редко бывает непосредственной причиной поломок аппаратуры, но способно вызвать не предусмотренные программой действия, что, в свою очередь, может вывести из строя всю систему. Так как микропроцессор не способен управлять собственным сбросом, то этот сигнал должен автоматически вырабатываться внешним устройством.

В большинстве ИС контроля (например, компании Maxim) цепи, формирующие сброс при понижении напряжения питания, используют те же прецизионные схемы контроля напряжения, что и цепи, работающие при включении питания. Поэтому при возвращении значения питающего напряжения к минимально допустимому выход RESET ИС контроля, подключенный к соответствующему входу микропроцессора, остается в состоянии низкого логического уровня на время задержки включения, как и при обычном первоначальном включении питания.

1.4. Запрет записи в память при пониженном напряжении питания

Обычные системные сбои иногда становятся причиной серьезной проблемы. В момент сбоя микропроцессор может ошибочно записать в энергонезависимое ЗУ случайные данные, что приведет к потере информации и нарушениям программы, которые нельзя восстановить при простом сбросе. Для предотвращения подобных ситуаций система должна блокировать сигнал, разрешающий запись в память (CE), при кратковременном или продолжительном снижении напряжения питания. С этой целью выходной сигнал компаратора, следящего за напряжением питания, и команда CE подаются на логический элемент, сигнал с выхода которого

используется для управления входом CE энергонезависимого ЗУ. Но такой логический элемент должен надежно функционировать даже при снижении напряжения питания до 2 В (учитывая, что обычно напряжение питания цифровых устройств равно 5 В).

1.5. Предупреждение об отключении питания

Полная защита цифровых систем требует не только обнаружения падения питающего напряжения и последующего сброса. До сброса могут быть необходимы и другие действия. Например, запись микропроцессором содержимого регистров в энергонезависимую память (такую, как КМОП ОЗУ с батарейным питанием). При построении схем предупреждения об отключении питания учитывается то, что у большинства стабилизаторов напряжения во входном фильтре стоят конденсаторы большой емкости. В типичном пятивольтовом источнике питания они заряжаются до 8–10 В. Такой заряд позволяет стабилизатору поддерживать выходное напряжение на уровне номинального в течение 50–100 мс после отключения первичного питания, пока конденсатор не разрядится до напряжения примерно 6,5 В (или менее, при использовании стабилизатора с малым падением напряжения). Поэтому схема контроля может следить за напряжением на конденсаторе входного фильтра. В ИС компании Maxim это осуществляется с помощью входа контроля отключения питания (PFI). Когда входное нестабилизированное напряжение на конденсаторе фильтра снижается до заданного значения (как правило, около 7,5 В), внутренний компаратор выдает сигнал о предстоящем отключении питания (PFO). Это предоставляет микропроцессору достаточное время для процедур, которые необходимо выполнить перед выключением системы. Сигнал PFO обычно подается на вход немаскируемого прерывания (MNI) микропроцессора, что обеспечивает высший приоритет исполнения.

В ИС контроля сигнал PFI, формируемый из напряжения на конденсаторе фильтра с помощью внешнего делителя на двух резисторах, поступает на один из входов внутреннего КМОП компаратора; на другой его вход подается опорное напряжение (обычно 1,3 В). Это позволяет выбрать требуемый порог срабатывания ИС при снижении напряжения на конденсаторе.

1.6. Переключение на резервную батарею

КМОП ОЗУ обычно питается от того же источника напряжения 5 В, что и микропроцессор. При переключении на батарею с напряжением 3 В в режиме резервирования ОЗУ сохраняет ранее записанную информацию при потреблении очень малой мощности (ток питания снижается от нескольких миллиампер в номинальном режиме до нескольких микроампер в режиме резервирования). Поэтому резервная батарея может быть небольшой емкости.

Схема, которая переводит питание ОЗУ с основного на резервное, должна оставаться в активном состоянии, чтобы произвести обратное переключение при восстановлении основного питания. Она также получает энергию от батареи, следовательно, ее ток потребления должен составлять несколько микроампер. Кроме

небольшого энергопотребления необходима также надежная работа схемы переключения при снижении напряжения питания в случае постепенного разряда резервной батареи. Те же требования относятся к схемам сброса и защиты ОЗУ от случайной записи, которые также остаются в активном состоянии в режиме резервирования.

1.7. Сторожевой таймер

Как правило, программное обеспечение состоит из взаимосвязанных последовательно выполняемых модулей. Иногда из-за непредусмотренных и зачастую непредсказуемых обстоятельств выполнение программы останавливается на каком-то из модулей, и происходит бесконечное выполнение одного и того же бесполезного или даже вредного действия. Сторожевой таймер следит за выполнением программы и дает команду сброса при появлении признаков остановки.

Для использования сторожевого таймера его вход подключается к порту микропроцессора, программа которого составляется таким образом, чтобы предусмотреть запись несколько раз в секунду каких-либо данных в порт. При отсутствии периодических сигналов от микропроцессора в течение заранее заданного времени ожидания таймер оценивает ситуацию как сбой программы и выдает команду системного сброса. Оптимальная длительность этого интервала времени зависит как от аппаратного, так и от программного обеспечения. Так, больший период обеспечит дополнительное время для микропроцессора, который инициирует систему после включения до запуска основного пакета программного обеспечения. В некоторых системах сторожевой таймер активизируется только для определенных приложений.

1.8. Тестирование и устранение неисправностей цифровых и микропроцессорных схем

Тестирование, поиск и устранение неисправностей цифровых схем можно выполнить с применением обычного контрольного оборудования (различных измерителей, генераторов, осциллографов и т.д.). Однако, если вам приходится регулярно тестировать и ремонтировать цифровые устройства, логический или цифровой пробник и цифровой импульсный генератор облегчат эту задачу. В этом разделе кратко описаны пробник и генератор, а также рассмотрены методики тестирования и поиска неисправностей в различных цифровых устройствах.

1.8.1. Логический пробник

Логические (цифровые) пробники применяются для наблюдения за работой цифровых логических устройств. При помощи простого светящегося индикатора пробник показывает логические состояния цифровых схемных элементов и позволяет обнаружить импульсные сигналы (даже очень короткие, которые можно пропустить, используя осциллограф). Логические пробники выявляют и показывают высокие и низкие (лог. 1 или лог. 0), а также промежуточные (в случае обрыва цепи) логические уровни на выводах логического элемента

(например, на входах и выходах логической схемы, цифро-аналогового преобразователя или микропроцессора).

Не все пробники обладают одинаковыми характеристиками. Например, многие усовершенствованные модели обеспечивают индикацию четырех состояний: индикатор не светится, светится тускло (вполнакала), светится ярко (в полный накал) или мигает.

После включения индикатор светится вполнакала и может перейти в одно из трех состояний в зависимости от уровня напряжения на щупе пробника. Яркое свечение означает логическую 1, а его отсутствие – логический 0. Свечение вполнакала указывает, что величина напряжения находится между уровнями логических 0 и 1 или цепь разомкнута. Мигание индикатора с частотой около 10 Гц свидетельствует о наличии в цепи сигнала импульсного характера (частота вспышек не связана с параметрами этого сигнала). Особенно эффективно использование пробника вместе с импульсным генератором.

1.8.2. Логический импульсный генератор

Переносной логический импульсный генератор (внешне похожий на логический пробник) – это прибор, который может подключаться к тестируемому элементу схемы и автоматически подавать на его вход импульсы требуемого логического уровня, амплитуды и длительности. Обычно импульсный генератор имеет несколько режимов формирования импульсных последовательностей.

Логические генераторы совместимы с большинством цифровых устройств. Амплитуда импульсов определяется напряжением источника питания тестируемого оборудования, который используется и для питания генератора. Величина импульсов тока и их длительность зависят от тестируемой нагрузки, а частота и количество импульсов, генерируемых прибором, определяются положением переключателя. Мигающий светодиодный индикатор на щупе генератора указывает рабочий режим.

Прибор может быть запрограммирован на выдачу как одиночных импульсов, так и их непрерывной или ограниченной последовательности, что позволяет сформировать управляющие импульсы или синхросигналы, необходимые для работы исследуемой схемы. При использовании генератора вы можете наблюдать за работой устройства с помощью логического пробника.

1.8.3. Тестирование и поиск неисправностей с помощью пробника и генератора

Схему, представленную на рис. 1.1, можно протестировать путем контроля выхода при подаче импульсных сигналов на вход. Для этого применяются логический (или обычный) генератор импульсов на входе и пробник (или осциллограф) на выходе схемы. Так, если импульсы ЭСЛ уровня поданы на вход логического элемента ЭСЛ, то на выходе должны наблюдаться импульсы ТТЛ уровня. Если они отсутствуют на выводе 7 компаратора 4805, проверьте наличие импульсных сигналов на выводе 2 и уровня порога на выводе 3. Эти измерения позволят определить, где возникла проблема – в компараторе или в логических элементах.

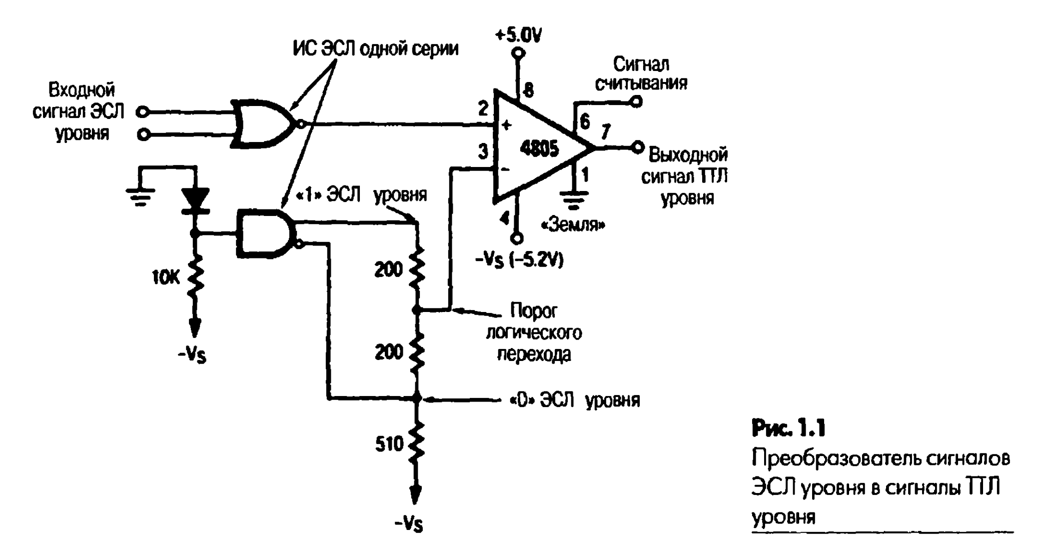


Рис. 1.1 Преобразователь сигналов ЭСЛ уровня в сигналы ТТЛ уровня

1.9. Общие принципы поиска неисправностей цифровых устройств на ИС

Сведения, приведенные ниже, касаются цифровых схем, главными компонентами которых являются ИС.

1.9.1. Цепи питания и заземления

Первый шаг по поиску неисправностей цифровых схем – это проверка цепей питания и заземления всех ИС. Многие ИС имеют более одного контакта для подачи питающих напряжений и несколько контактов заземления. Например, ИС LTC1043, показанной на рис. 1.2, требуется подать напряжение +5 В на вывод 4 и напряжение –5 В на вывод 17. А ИС LTC1090 (рис. 1.3) имеет и цифровое (DGND), и аналоговое (AGND) заземления. ИС DAC-8565 (рис. 1.4) также имеет аналоговое (вывод 5) и цифровое (вывод 12) заземления.

1.9.2. Сигналы сброса, выбора ИС, считывания, записи и начала работы

Если выводы питания и заземления подключены правильно, проверьте входы сигналов сброса, выбора ИС, начала работы и других необходимых функциональных сигналов. Например, для DAC-4881 (рис. 1.5, табл. 1.1) сигнал выбора ИС (CS) поступает на вывод 1, а декодированные сигналы адреса (ADH и ADL) – на выводы 2 и 28. Для АЦП ADC0808/080 (рис. 1.6) требуются сигналы начала работы (START), разрешения считывания адреса (ALE), окончания преобразования (EOC) и разрешения считывания выходных данных (OE) от микропроцессора или управляющего логического устройства. Если хотя бы один из указанных сигналов отсутствует или не обладает требуемыми параметрами (иная амплитуда сигнала, нарушение временных соотношений и т.д.), схема немедленно прекратит работу.

В одних случаях сигналы управления цифровой ИС поступают на схему в импульсном виде, обычно в определенной временной последовательности, в других – для управления используются постоянные сигналы логического (высокого или низкого) уровня. Если источник питания (обычно +5 или +12 В и +3 или +3,3 В

Рис. 1.2. 16-битовый АЦП со стабилизацией прерыванием

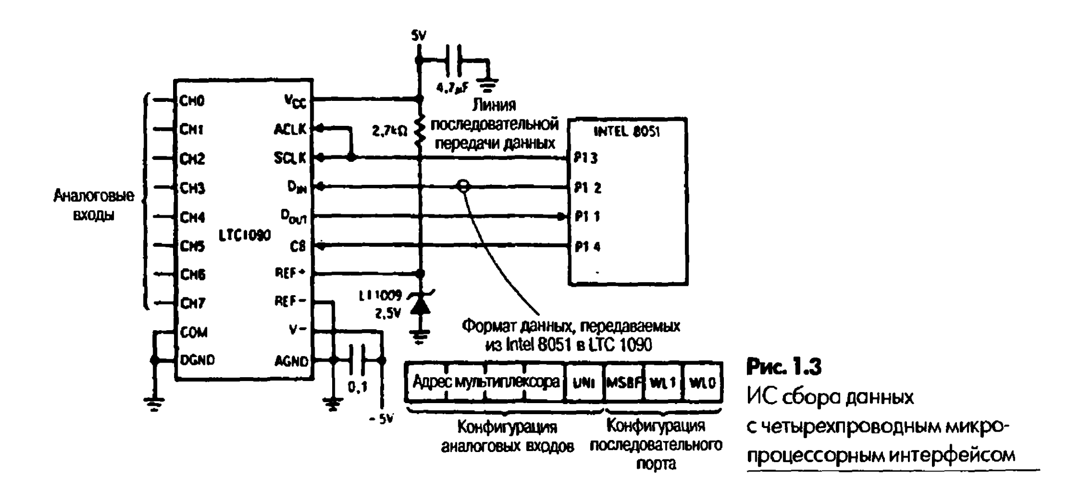


Рис. 1.3
ИС сбора данных с четырехпроводным микропроцессорным интерфейсом

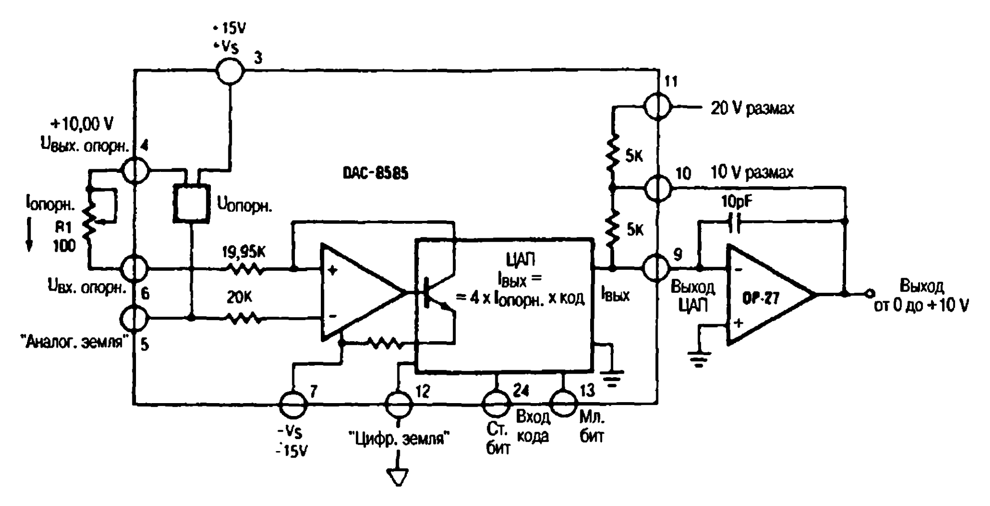


Рис. 1.4. ЦАП с однополярным выходным напряжением от 0 до +10 В

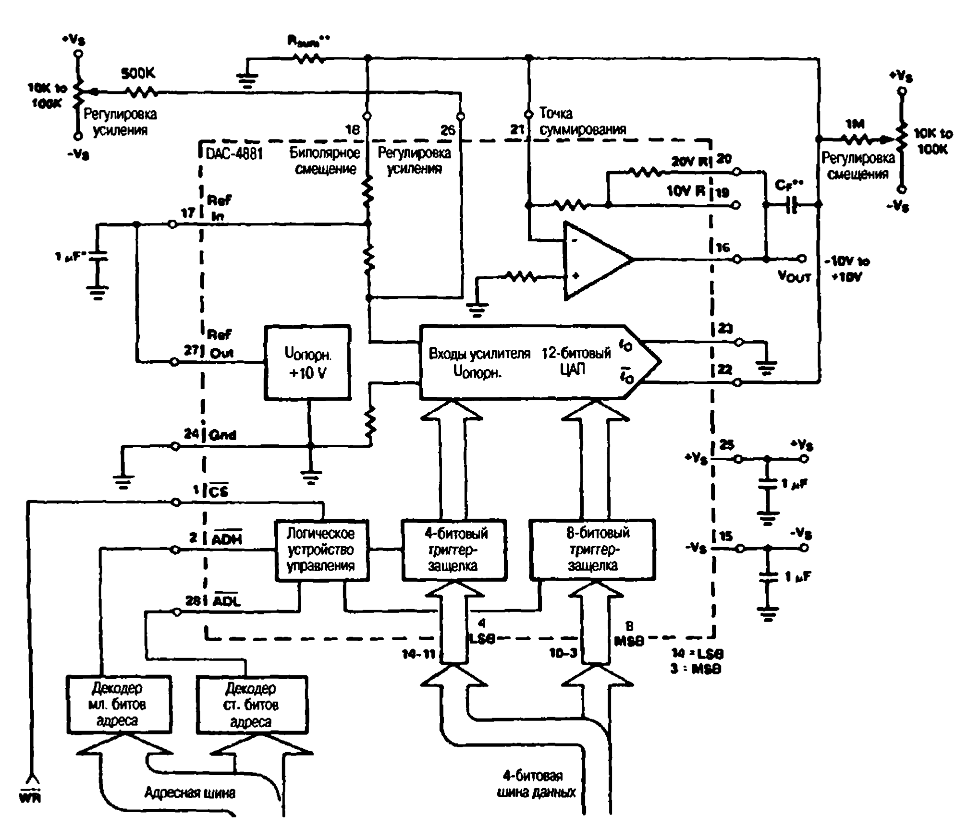


Рис. 1.5. 8-битовый ЦАП с микропроцессорным интерфейсом

Таблица 1.1. Таблица преобразования 8-битового ЦАП

Формат данных	Значения выходной шкалы	Старшие разряды B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	B10	B11	Младшие разряды B12	I_0, мА	$\bar{I}_0$, мА	V_{out}, В
Смещенный двоичный код	Максимальное положительное	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3,999	0,000	9,9951
Несмещенный ноль выходного напряжения	Максимальное положительное минус младший разряд	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	3,998	0,001	9,9902
	Ноль плюс младший разряд	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	2,001	1,998	0,0049
	Ноль	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2,000	1,999	0,0000
	Ноль минус младший разряд	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1,999	2,000	−0,0049
	Максимальное отрицательное плюс младший разряд	0	0	0	0	0	0	0	0		0	0	1	0,001	3,998	−9,9951
	Максимальное отрицательное	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	3,999	−10,000
Двоичный код с дополнением до двух (прямой с инверсией старшего разряда). Несмещенный ноль выходного напряжения	Максимальное положительное	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3,999	0,000	9,951
	Максимальное положительное минус младший разряд	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	3,998	0,001	9,902
	Ноль плюс младший разряд	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	2,001	1,998	0,0049
	Ноль	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2,000	1,999	0,0000
	Ноль минус младший разряд	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1,999	2,000	−0,0049
	Максимальное отрицательное плюс младший разряд	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0,001	3,998	−9,9951
	Максимальное отрицательное	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	3,999	−10,000

Таблица 1.2. Таблица преобразования 12-битового ЦАП

Формат данных	Значения выходной шкалы	Старшие разряды B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	B10	B11	Младшие разряды B12	I_0, мА	$\bar{I}_0$, мА	V_{out}, В
Прямой униполярный двоичный код с позитивной логикой. Несмещенный ноль выходного напряжения	Максимальное положительное	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3,999	0,000	9,9976
	Максимальное положительное минус младший разряд	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	3,998	0,001	9,9951
	Ноль плюс младший разряд	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0,0001	3,998	0,0024
	Ноль	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	3,999	0,0000
Дополнительный униполярный двоичный код (прямой с негативной логикой). Несмещенный ноль выходного напряжения	Максимальное положительное	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	3,999	9,9976
	Максимальное положительное минус младший разряд	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0,001	3,998	9,9951
	Ноль плюс младший разряд	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	3,998	0,001	0,0024
	Ноль	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3,999	0,000	0,0000

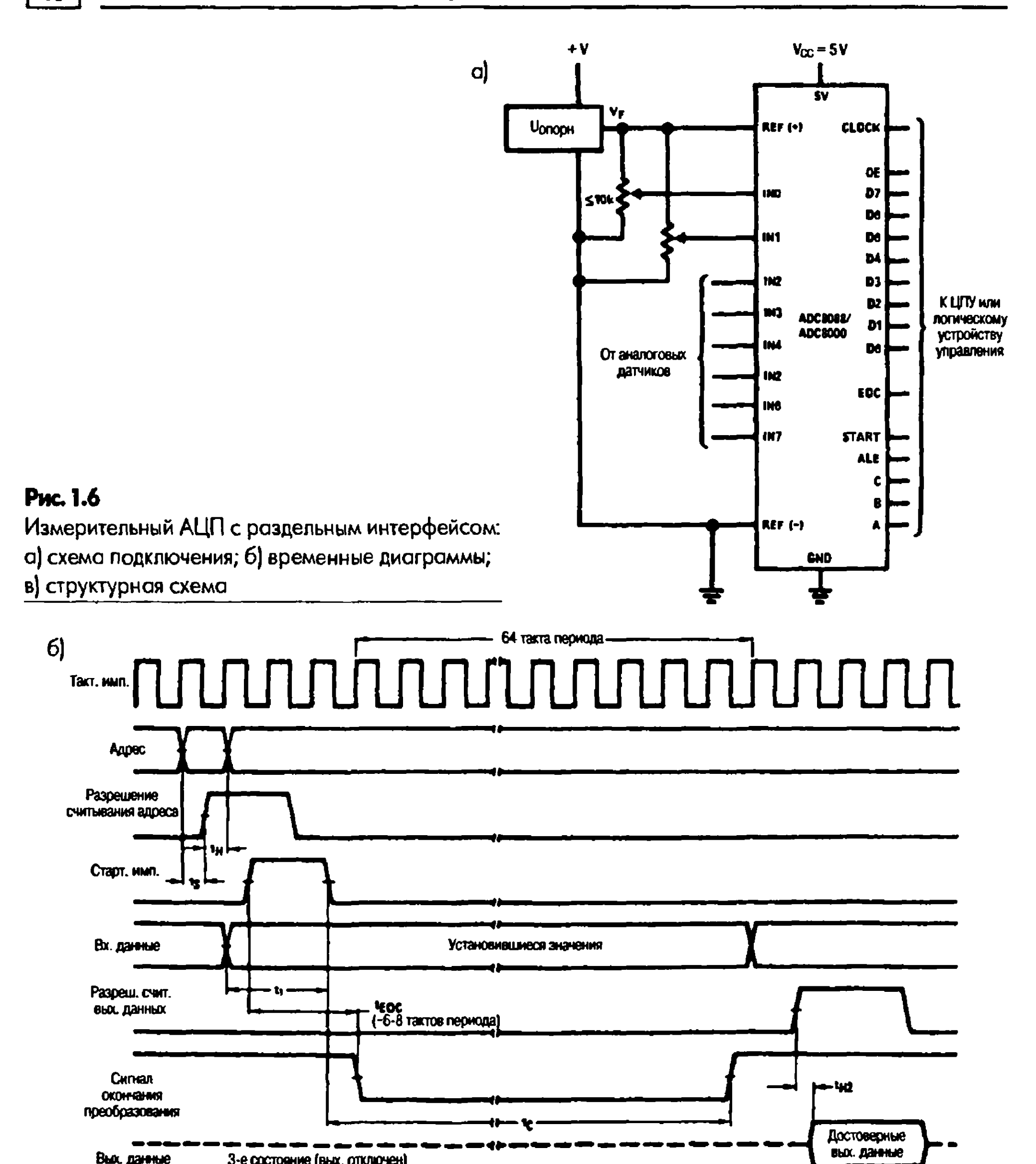
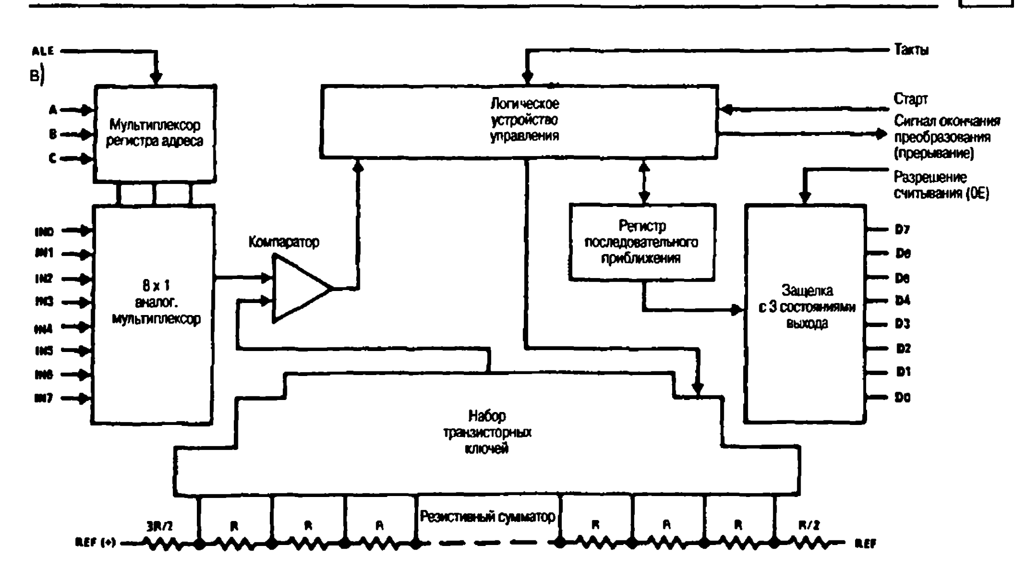


Рис. 1.6
Измерительный АЦП с раздельным интерфейсом: а) схема подключения; б) временные диаграммы; в) структурная схема

для последних разработок) или какие-то цепи, передающие сигналы на ИС, окажутся оборванными или замкнутыми на «землю», то схема работать не будет. Таким образом, если вы обнаружили, что на управляющем входе ИС постоянно имеется сигнал высокого (низкого) уровня или этот вход явно не подключен (сигнал «плавает» по уровню), то следует внимательно проверить дорожки печатной платы и другие проводники, соединенные с выводом.

Например, если DAC-4881 включен в схему (рис. 1.7, табл. 1.2) как 12-битовый ЦАП прямого двоичного кода (см. главу 9), то его входы CS (вывод 1), ADH и ADL (выводы 2, 28) замыкаются на «землю». Если он используется как 8-битовый ЦАП



дополнительного двоичного кода (рис. 1.5), то на вывод CS должен поступать сигнал записи данных ($\overline{WR}$), а на выводы ADH и ADL – декодированные сигналы соответственно младшего и старшего бита адреса от микропроцессора.

1.9.3. Синхронизирующие сигналы

На многие цифровые ИС необходимо подавать синхронизирующие сигналы (тактовые импульсы). Например, в интегральных схемах SAR2504 (рис. 1.8, табл. 1.3) и 74C905 SAR (рис. 1.9) имеются специальные входы для тактовых импульсов (CP). На рис. 1.6б показаны тактовые импульсы для АЦП, изображенного на рис. 1.6а. В некоторых случаях тактовые импульсы подаются от внешнего источника (см. рис. 1.6а и 1.8а), а иногда синхронизатор имеется в составе схемы.

Как правило, наличие импульсов на каком-либо выводе цифровой ИС означает, что тактовые импульсы поступают на схему, однако не стоит всегда на это рассчитывать. Проверьте непосредственно тактовые выводы (как правило, все ИС, требующие синхронизации, подключены к одному источнику тактовых импульсов). Их наличие можно определить при помощи осциллографа или логического пробника, однако частотомер обеспечивает большую точность измерений. Ясно, что ИС не будет функционировать, если на нее не поступают тактовые сигналы. С другой стороны, если произошло отклонение от требуемого значения тактовой частоты, нормальная работа схемы будет нарушена, хотя тактовые сигналы поступают на все ИС. Нужно отметить, что кварцевые тактовые генераторы, обычно сохраняющие фиксированное значение частоты, иногда могут самопроизвольно переходить на другую (обычно третью) гармонику тактовой частоты из-за повышенной емкости входа ИС.

1.9.4. Входные и выходные сигналы

Если вы убедились, что все ИС исправны, правильно подключены к питанию и заземлены, а все тактовые и управляющие сигналы (сброса, выбора ИС, записи, начала работы, разрешения и т.д.) присутствуют, проверьте входные и выходные сигналы каждой ИС. Это можно сделать при помощи осциллографа или пробника.

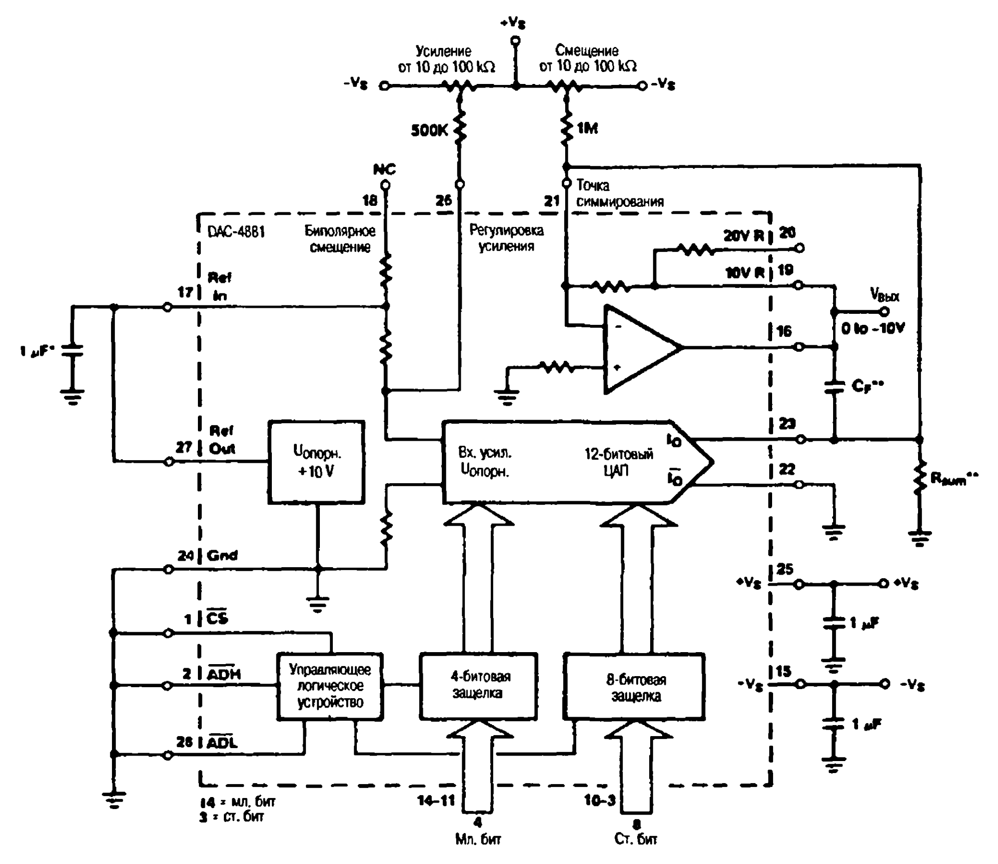


Рис. 1.7. 12-битовый ЦАП

Примечание к рис. 1.5 и 1.7.

Процедура калибровки:

1. *Установите на входах логический 0.*
2. *С помощью регулировки смещения установите напряжение на выходе, равным максимальному отрицательному значению (нулю).*
3. *Установите на входах логическую 1.*
4. *С помощью регулировки усиления установите максимальное (в соответствии с масштабом) значение выходного напряжения.*

* *Уменьшает шумы опорного сигнала.*

** *Уменьшает время установления.*

1.10. Тестирование ИС контроля микропроцессоров

Наиболее практично при проверке ИС контроля наблюдать их в действии (особенно, если вы понимаете, как они работают). Приведем несколько примеров.

На рис. 1.10 показана ИС контроля питания DS1231, которая используется в цифровых схемах. В интегральной схеме DS1231 применяется температурно-компенсированная схема источника опорного напряжения, обеспечивающая как

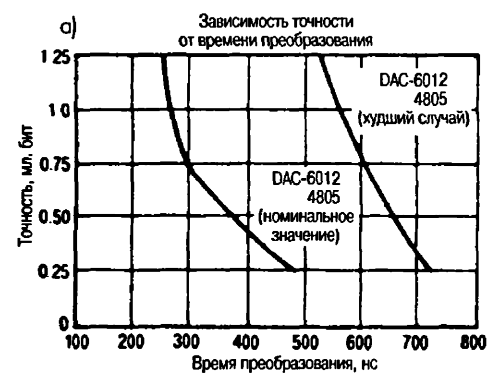


Рис. 1.8
Быстродействующий 12-битовый АЦП: а) зависимость точности от времени преобразования; б) структурная схема АЦП

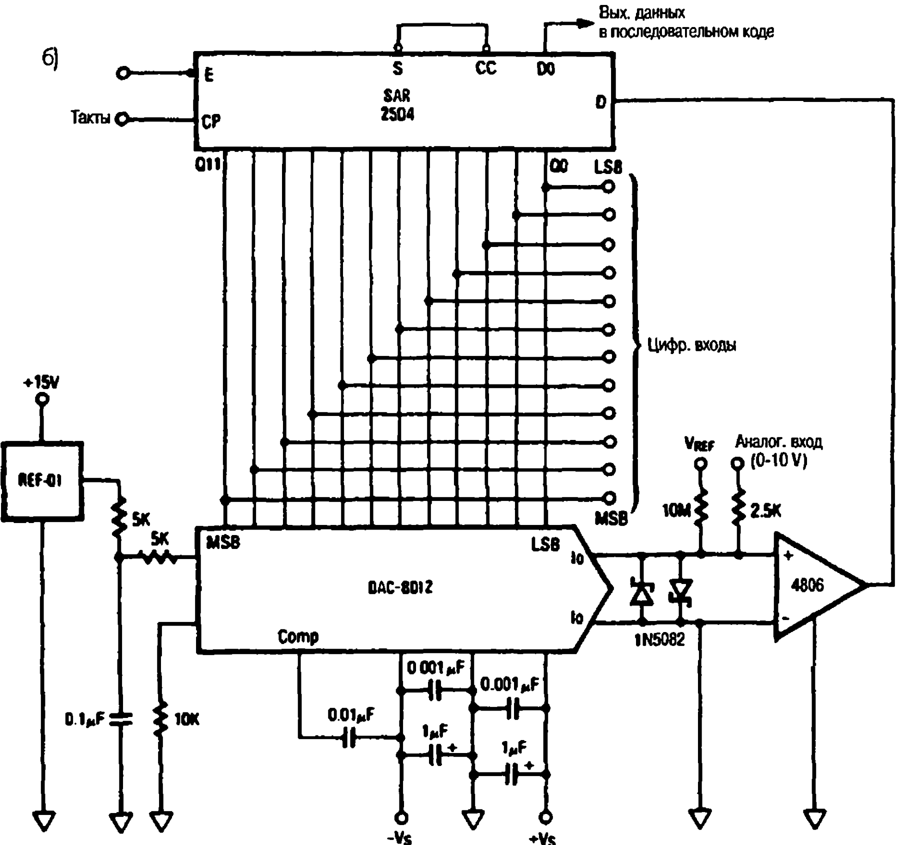


Таблица 1.3. Время преобразования быстродействующего 12-битового АЦП

Время преобразования	Типовое значение	Худший случай
SAR	33 нс	55 нс
4805	92 нс	125 нс
Общее	375 нс	680 нс
Общее × 13	4,9 мкс	8,8 мкс

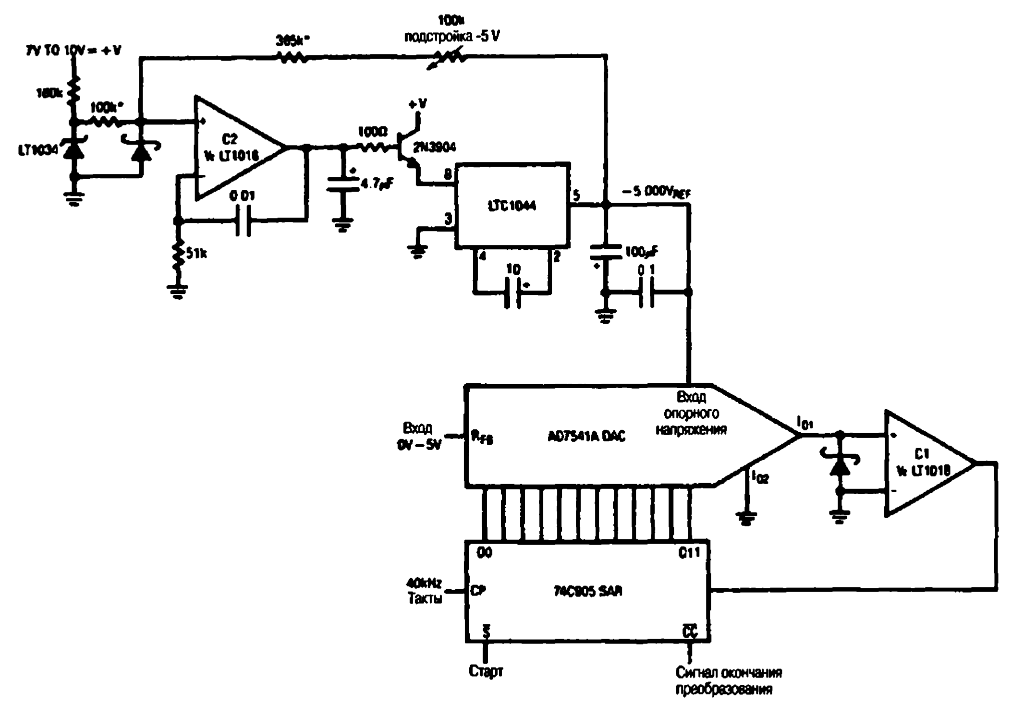


Рис. 1.9. 12-битовый АЦП с малой потребляемой мощностью

правильное выключение, так и автоматический сброс процессорных систем. Эта ИС следит за уровнем входного напряжения стабилизатора источника питания (обычно на конденсаторе входного фильтра) и выдает управляющие сигналы RST или $\overline{RST}$ и $\overline{NMI}$ на процессор. Время, отведенное процессору для выключения, прямо пропорционально времени удержания напряжения питания при выключении источника. Как только уровень V_{cc} понизится на заранее выбранную пороговую величину (5 или 10%), ИС DS1231 остановит процессор. Это предотвратит выполнение ошибочных тактов. Отметим, что в данной схеме для выбора пятипроцентного значения порога вывод TOL заземлен. При восстановлении напряжения питания до прежнего уровня, во избежание какого-либо искажения данных, хранящихся в энергонезависимой памяти системы, процессор остается неактивным до тех пор, пока питание полностью не стабилизируется.

Таким образом, ИС DS1231 должна обеспечить подачу сигналов RST, $\overline{RST}$ (для некоторых систем могут быть необходимы оба сигнала) и $\overline{NMI}$ на микропроцессор при отключении питания на входе стабилизатора. Для проверки выполнения этой функции подайте напряжение 10 В на точку контроля напряжения питания и зафиксируйте исходное состояние выводов RST, $\overline{RST}$ и $\overline{NMI}$ (предварительно убедитесь, что на выводы V_{cc} и MODE поступает напряжение +5 В, как показано на рис. 1.10). Теперь отключите контролируемое напряжение и проверьте появление сигналов RST, $\overline{RST}$ и $\overline{NMI}$ на соответствующих выводах ИС DS1231.

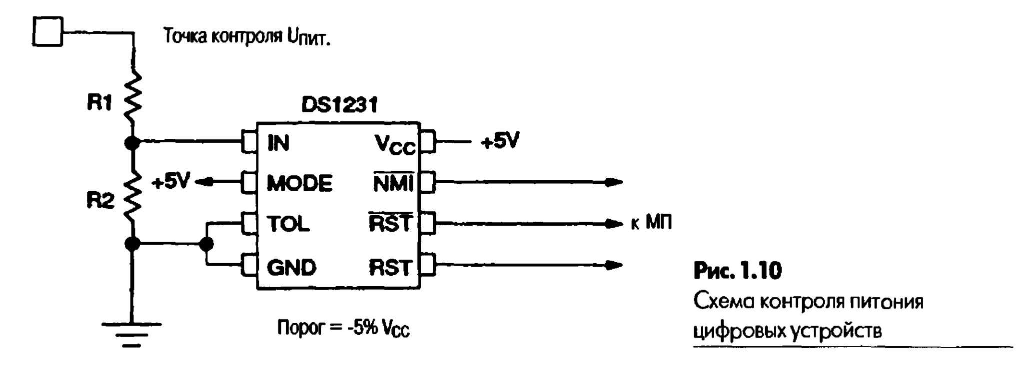


Рис. 1.10
Схема контроля питания цифровых устройств

На рис. 1.11 показана ИС DS1232LP/LPS, которая используется для контроля питания и управления выполнением программ в микропроцессорных системах, а также обеспечивает ручной сброс при помощи кнопки. При снижении напряжения V_{cc} до определенного порогового значения (определяемого подключением вывода TOL) генерируются сигналы сброса RST и $\overline{RST}$. Если вывод TOL подключен к V_{cc}, сигналы сброса вырабатываются при падении V_{cc} ниже 4,5 В. Если же вывод TOL заземлен, то сигналы сброса выдаются при падении V_{cc} ниже 4,75 В.

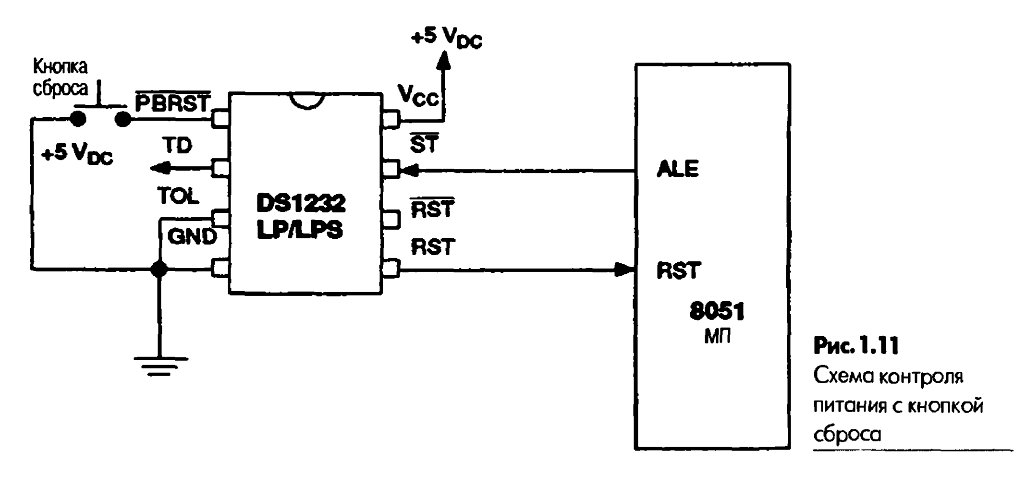


Рис. 1.11
Схема контроля питания с кнопкой сброса

При восстановлении напряжения питания сигналы RST и $\overline{RST}$ продолжают оставаться активными в течение минимум 250 мс, что необходимо для стабилизации работы источника питания и процессора. При нажатии кнопки на вход $\overline{PBRST}$ поступает напряжение низкого (активного) уровня. При отпускании кнопки вырабатываются сигналы сброса длительностью минимум 250 мс. Указанный период времени отсчитывается с момента размыкания контактов кнопки.

Для того чтобы проверить срабатывание ИС при снижении напряжения питания, уменьшите напряжение V_{cc} с 5 до 4,5 В (или до 4,75 В при замыкании вывода TOL на «землю», как показано на рис. 1.11) и убедитесь в появлении сигнала RST на соответствующем выводе ИС (также должен появиться инвертированный сигнал $\overline{RST}$, хотя он и не используется в данной схеме).

Для проверки работы ручного сброса восстановите уровень напряжения V_{cc} до +5 В. Затем нажмите и отпустите кнопку. Проверьте появление сигнала RST. Если необходимо, измерьте с помощью двухканального осциллографа интервал времени между моментом отпускания кнопки и появлением сигнала RST. Он должен составлять 250 мс. Длительность сигнала RST (как и $\overline{RST}$) должна быть 250 мс.

И наконец, отключите, а затем вновь подайте напряжение V_{cc} (5 В). Убедитесь, что сигналы RST и $\overline{RST}$ выдаются как минимум 250 мс.

На рис. 1.12 показана аналогичная схема, дополненная функцией сторожевого таймера, контролирующего выполнение программы. Сторожевой таймер активизирует сигналы RST и $\overline{RST}$ (выключающие процессор) при отсутствии сигналов на входе $\overline{ST}$ в течение заранее заданного периода времени из-за каких-либо сбоев в исполнении программы.

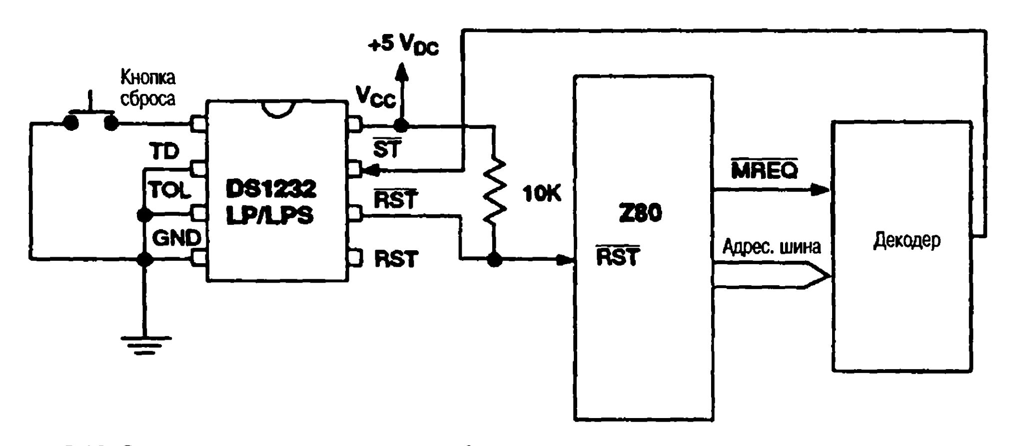


Рис. 1.12. Схема контроля питания с кнопкой сброса и сторожевым таймером

Этот период ожидания устанавливается равным примерно 150 мс при подключении входа TD к «земле», 600 мс – если вход TD не подключен, и 1,2 с – при подключении входа TD к шине питания V_{cc}. Отсчет периода ожидания начинается сразу по окончании сигналов сброса. На вход $\overline{ST}$ могут подаваться данные, адресные и/или управляющие сигналы. При выполнении процессором программы они периодически поступают на таймер, сбрасывая его до истечения периода ожидания.

Во время тестирования схемы, приведенной на рис. 1.12, для проверки функций сброса используйте процедуры, описанные выше. Чтобы оценить работоспособность сторожевого таймера, блокируйте сигнал $\overline{ST}$ и убедитесь в появлении сигналов RST и $\overline{RST}$ после окончания установленного периода ожидания. Если, как показано на рис. 1.12, вывод TD заземлен, этот период должен быть примерно равным 150 мс. При проверке вывод $\overline{ST}$ может быть закорочен на «землю» или, что более практично, отключен от цепи. Для измерения длительности периода ожидания используйте двухканальный осциллограф.

На рис. 1.13 показана ИС DS1236, которая используется для контроля питания цифровых систем. Она подает на микропроцессор сигнал $\overline{NMI}$ для предупреждения об отключении питания. Прецизионный компаратор следит за изменением

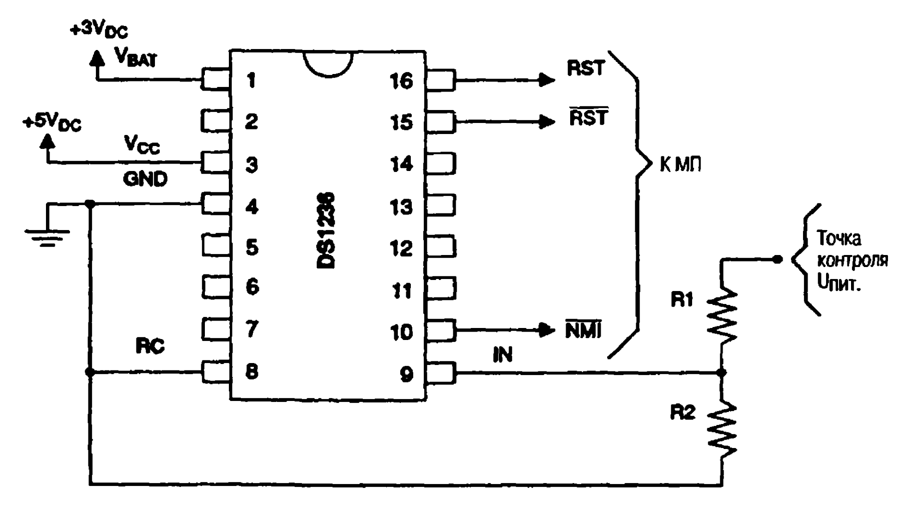


Рис. 1.13. Схема контроля питания цифровых систем с предупреждением об отключении питания

напряжения на высокоомном входе IN относительно уровня напряжения внутреннего опорного источника. Это позволяет использовать вход IN для установки требуемого значения напряжения срабатывания. Входное напряжение с шины питания 5 В или более высокое (обычно с конденсаторов входного фильтра источника питания для сигнала раннего предупреждения) подается на вход IN через внешний делитель напряжения. Так как пороговое значение напряжения для этого входа равно 2,54 В (V_{TP}), то значения сопротивлений R1 и R2 могут быть определены следующим образом.

Пример 1: напряжение питания равно 5 В, R2 = 10 кОм, напряжение срабатывания (в точке контроля $U_{пит}$) V_{sense} = 4,80 В.

$$\therefore 4,80 = \frac{R1 + 10K}{10K} \times 2,54$$

R1 = 8,9 кОм.

Пример 2: напряжение питания равно 12 В, R2 = 10 кОм, напряжение срабатывания V_{sense} = 9,00 В.

$$\therefore 9,00 = \frac{R1 + 10K}{10K} \times 2,54$$

R1 = 25,4 кОм.

$V_{макс} = \frac{9,00}{2,54} \times 5,00$ = 17,7 В (чтобы не превысить напряжение 5 В на входе IN).

Чтобы проверить работоспособность канала раннего предупреждения схемы контроля питания, уменьшите напряжение в точке контроля до необходимого значения и убедитесь в появлении сигналов RST, $\overline{RST}$ и $\overline{NMI}$. При этом контролируйте именно напряжение срабатывания, а не V_{cc}. Если указанные сигналы появляются, но напряжение срабатывания не совпадает с заданным, проверьте значения сопротивлений R1 и R2. При этом следует иметь в виду, что ИС должна

срабатывать при напряжении на входе IN, равном 2,54 В. Если этого не происходит при любом напряжении на входе IN или в точке контроля, скорее всего, микросхема вышла из строя.

На рис. 1.14 показана схема DS1236, которая используется для управления подключением резервного батарейного питания статического ОЗУ (SRAM). В DS1236 имеется внутренний переключатель, подключающий к ОЗУ питание от источника напряжения 5 В (V_{cc}) или от внешней батареи (V_{BAT}) в зависимости от того, какое из них больше. Это резервируемое питание (V_{cco}) также может быть использовано для КМОП процессора. Кроме того, при уменьшении напряжения питания ниже 4,5 В (порог 10%) или ниже 4,75 В (5%) выдаются сигналы RST и $\overline{RST}$. Таким же образом обеспечивается поддержание уровня сигнала разрешения работы ОЗУ ($\overline{CEO}$). При этом допускаются отклонения до 0,3 В (для V_{cc}) или до 0,7 В (для V_{BAT}). Этот механизм, предотвращающий запись в ОЗУ, срабатывает при уменьшении напряжения питания ниже порогового значения, равного 4,5 или 4,75 В.

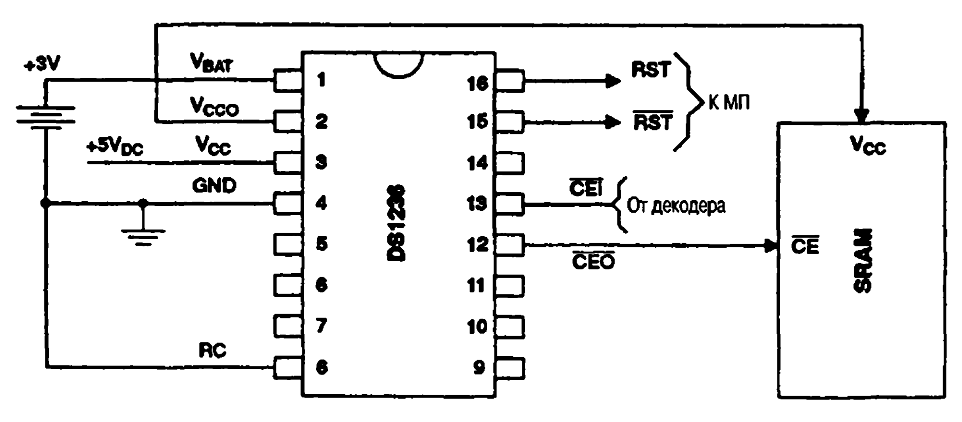


Рис. 1.14. Схема резервирования питания ОЗУ

Для проверки функции сброса уменьшите напряжение V_{cc} до 4,5 В (или до 4,75 В) и убедитесь в появлении сигналов RST и $\overline{RST}$. Продолжайте снижать напряжения V_{cc} до значения менее 3 В и выясните, что сигналы RST и $\overline{RST}$ присутствуют, а напряжение сигнала $\overline{CEO}$ упало до 3 В (в пределах отклонения до 0,7 В). И наконец, увеличьте напряжение V_{cc} до 5 В и убедитесь, что напряжения сигнала $\overline{CEO}$ также возросло до 5 В (в пределах отклонения до 0,3 В). Изменение уровня сигнала $\overline{CEO}$ должно произойти при увеличении V_{cc} примерно до 4 В. Сигналы RST и $\overline{RST}$ должны быть сняты, когда V_{cc} достигнет уровня 4,5 В (или 4,75 В). Если при снижении V_{cc} сигнал $\overline{CEO}$ отсутствует или просто следует изменениям V_{cc}, можно предположить, что неисправна батарея. Если же она в исправном состоянии, то, скорее всего, отказала микросхема.

1.11. Описание схем контроля микропроцессоров

1.11.1. Схема контроля микропроцессора

На рис. 1.15 и 1.16 показаны структурная схема и расположение выводов ИС MAX1232. Назначение выводов приведено в табл. 1.4. Эта микросхема аналогична ИС DS1232 (рис. 1.12 и 1.11), однако мощность потребления MAX1232 в 10 раз ниже. На рис. 1.17 и 1.18 приведены схема подключения и временные диаграммы при использовании указанной микросхемы с кнопкой сброса, а на рис. 1.19 и 1.20 – со сторожевым таймером. Обратите внимание, что в программе МП необходимо предусмотреть выдачу сигналов на вход $\overline{ST}$, причем их период должен быть меньше времени ожидания сторожевого таймера. На рис. 1.21 и 1.22 изображены временные диаграммы спада и нарастания V_{cc} при выключении и включении питания, а на рис. 1.23 и 1.24 – задержки сигналов RST и $\overline{RST}$ при увеличении и снижении V_{cc}. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 5-11, 5-14, 5-15, 5-16.)

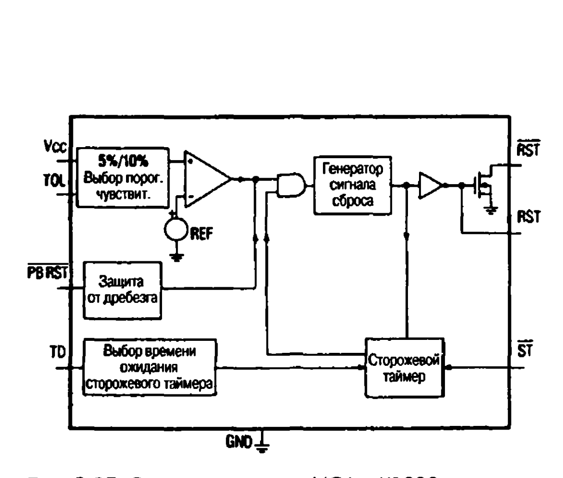


Рис. 1.15. Структурная схема ИС MAX1232

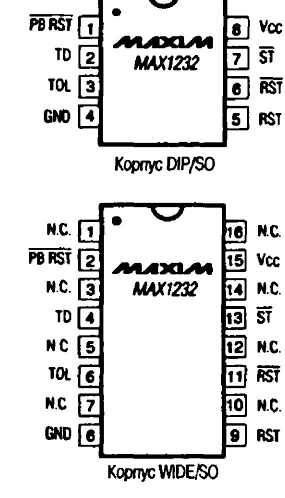


Рис. 1.16. Расположение выводов ИС MAX1232, вид сверху

Таблица 1.4. Назначение выводов ИС MAX1232

Обозначение вывода	Назначение
$\overline{PBRST}$	Вход кнопки сброса с активным низким уровнем сигнала и защитой от дребезга (игнорирует импульсы длительностью менее 1 мс и гарантированно распознает импульсы длительностью 20 мс и более)
TD	Установка времени ожидания сторожевого таймера. (150 мс, если вывод TD подключен к 0 В; 600 мс, если вывод TD не подключен; 1,2 с, если вывод TD подключен к V_{CC}, – см. табл. 1.5)
TOL	Установка порога срабатывания. Подключается к «земле» для установки порога 5% или к V_{CC} – для порога 10%

Таблица 1.4. Назначение выводов ИС MAX1232 (окончание)

Обозначение вывода	Назначение
GND	«Земля»
RST	Выходной сигнал сброса (RESET) (активный высокий уровень). Выдается в следующих случаях:
1.	V_{CC} понизилось ниже установленного порога срабатывания.
2.	На выводе $\overline{\text{PBRST}}$ установлен низкий уровень сигнала (нажата кнопка RESET).
3.	На входе $\overline{\text{ST}}$ сигналы отсутствуют в течение установленного времени ожидания сторожевого таймера.
4.	При включении питания
$\overline{\text{RST}}$	Выходной сигнал сброса ($\overline{\text{RESET}}$) (активный низкий уровень; выход – открытый сток ключа КМОП). Остальное – см. назначение вывода RST
$\overline{\text{ST}}$	Вход контрольных сигналов для сторожевого таймера
V_{cc}	Вход напряжения питания +5 В
N.C.	Не подключен

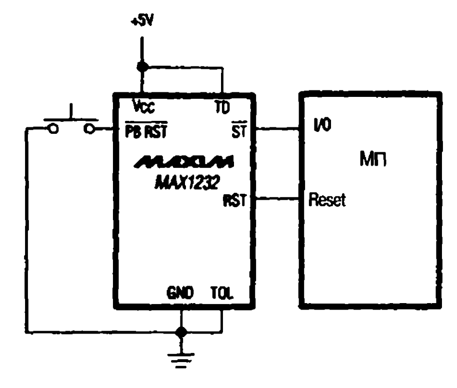


Рис. 1.17. Схема подключения ИС MAX1232 при использовании кнопки сброса

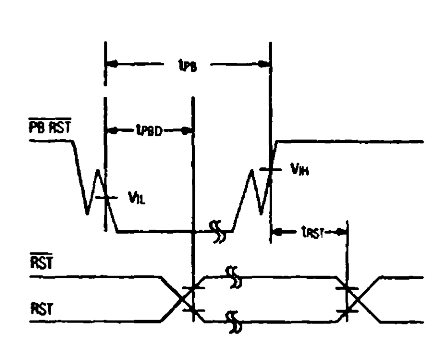


Рис. 1.18. Временные диаграммы для ИС MAX1232 при использовании кнопки сброса

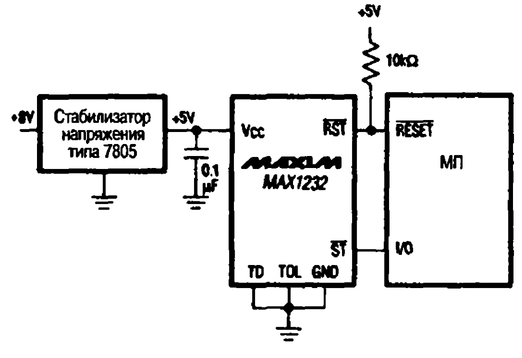


Рис. 1.19. Схема подключения ИС MAX1232 при использовании сторожевого таймера

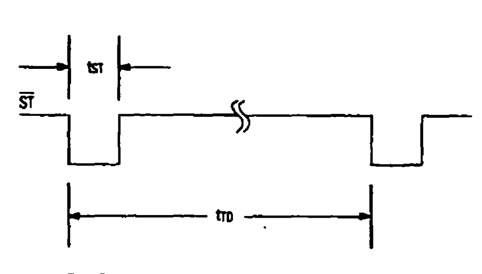


Рис. 1.20. Временные диаграммы для ИС MAX1232 при использовании сторожевого таймера

Таблица 1.5. Время ожидания сторожевого таймера в зависимости от варианта подключения вывода TD

Вариант подключения вывода TD	Минимальное время ожидания t_{TD}, мс	Типовое время ожидания t_{TD}, мс	Максимальное время ожидания t_{TD}, мс
0 В	62,5	150	250
Не подключен	250	600	1000
V_{CC}	500	1200	2000

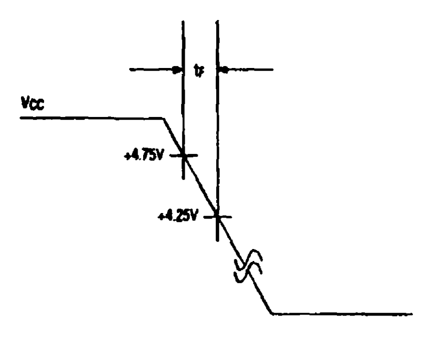


Рис. 1.21. Временная диаграмма спада V_{cc} при отключении питания

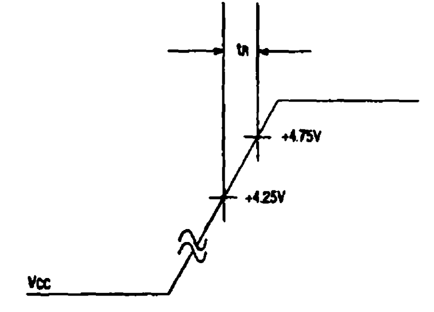


Рис. 1.22. Временная диаграмма нарастания V_{cc} при включении питания

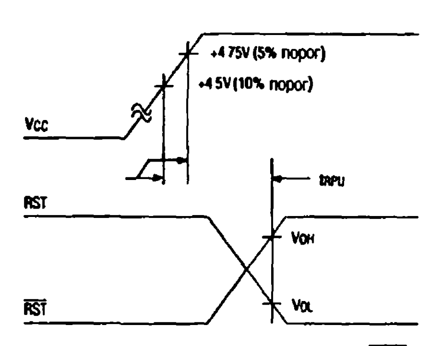


Рис. 1.23. Задержка сигналов RST и $\overline{RST}$ при увеличении V_{cc}

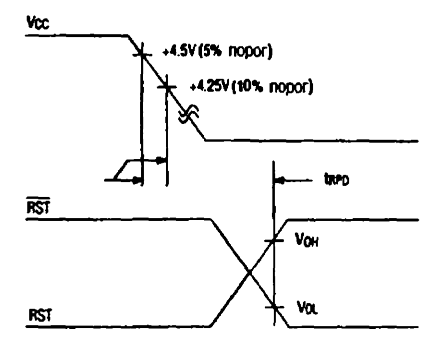


Рис. 1.24. Задержка сигналов RST и $\overline{RST}$ при снижении V_{cc}

1.11.2. Схема резервирования питания МП

На рис. 1.25 и 1.26 показаны структурная схема и расположение выводов ИС MAX1259. Эта микросхема аналогична изображенной на рис. 1.14 и подключает резервную батарею при внезапном отключении основного источника питания. Разность потенциалов на входе/выходе равна 200 мВ при потреблении тока 250 мА от основного источника питания или 15 мА от резервной батареи. Сигнал неисправности батареи ($\overline{BF}$) появляется на выводе 3, если ее напряжение становится менее +2 В. При снижении напряжения основного источника питания сигнал о его неисправности ($\overline{PF}$) поступает на вывод 11. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 5-17.)

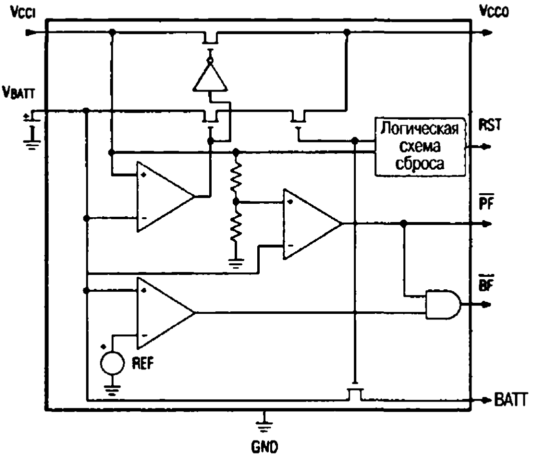




Рис. 1.25. Структурная схема ИС MAX1259

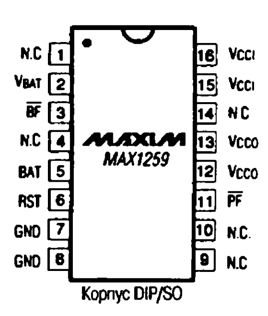


Рис. 1.26. Расположение выводов ИС MAX1259, вид сверху

1.11.3. Схема контроля и резервирования питания МП

На рис. 1.27 и 1.28 показаны типовая схема применения и расположение выводов семейства ИС MAX690–695. Они аналогичны микросхеме, показанной на рис. 1.13, но дополнены сторожевым таймером и цепями резервирования питания. Кроме того, порог срабатывания схемы контроля питания равен 1,3 В (см. табл. 1.6). Для определения величин резисторов на входе PFI можно использовать соотношения, приведенные для рис. 1.13, учитывая, что пороговый уровень равен 1,3 В, а не 2,54 В. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 5-19, 5-22.)

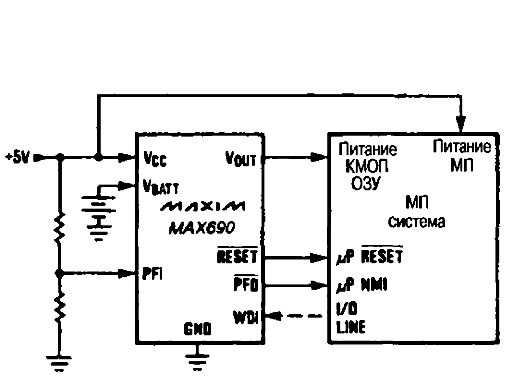


Рис. 1.27. Типовая схема применения ИС MAX690

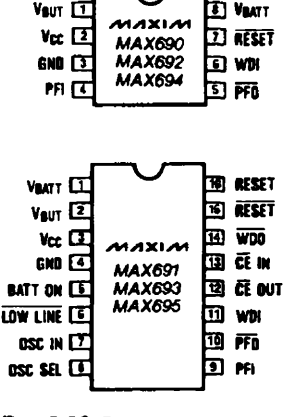


Рис. 1.28. Расположение выводов ИС MAX690/691/692/693/694/695, вид сверху

Таблица 1.6. Назначение выводов ИС MAX690/691/692/693/694/695

Обозначение вывода	Номер вывода MAX690/692/694	Номер вывода MAX691/693/695	Назначение
V_{CC}	2	3	Вход напряжения питания +5 В
V_{BATT}	8	1	Вход резервной батареи. Соединить с «землей», если батарея не используется
V_{OUT}	1	2	Выход резервированного напряжения питания. К выводу V_{OUT} с помощью внутреннего коммутатора подключается наибольшее напряжение из V_{CC} или V_{BATT}. Соединить V_{OUT} с V_{CC}, если V_{OUT} и V_{BATT} не используются
GND	3	4	0 В, «земля». Общий вывод для всех сигналов
$\overline{RESET}$	7	15	Выход сигнала $\overline{RESET}$. Пераходит в активное состояние (низкий уровень), если V_{CC} падает ниже порога срабатывания или напряжения батареи (V_{BATT}). Типовые значения порога для сигнала $\overline{RESET}$ – 4,65 В (MAX690/691/694/695) и 4,4 В (MAX692 и MAX693). Сигнал остается активным в течение 50 мс после возвращения V_{CC} на уровень 5 В (для MAX694/695 – 200 мс). Кроме того, сигнал $\overline{RESET}$ переходит в активное состояние на 50 мс, если в течение времени ожидания сторожевого таймера на вход WDI не поступают контрольные сигналы (если сторожевой таймер включен). Длительность импульса $\overline{RESET}$ может быть изменена
WDI	6	11	Вход (трехуровневый) сигналов сторожевого таймера. Если WDI остается в состоянии высокого или низкого уровня на протяжении периода, превышающего время ожидания сторожевого таймера, сигналы $\overline{RESET}$ и $\overline{WDO}$ пераходят в активное состояние (низкий уровень). Сторожевой таймер выключается, если вход WDI не подключен или на него подано напряжение, равное половине напряжения питания. Таймер срабатывает при каждом изменении состояния входа WDI
PFI	4	9	Вход (неинвертированный) компаратора схемы предупреждения об отключении напряжения питания. Если значение PFI становится менее 1,3 В, сигнал $\overline{PFO}$ пераходит в активное состояние (низкий уровень). Если вход PFI не используется, замкните его на «землю» или на V_{OUT}
$\overline{PFO}$	5	10	Выход компаратора схемы предупреждения об отключении напряжения питания. Если значение PFI становится менее 1,3 В или Vcc становится ниже V_{BATT}, сигнал $\overline{PFO}$ переходит в активное состояние (низкий уровень)
$\overline{CE}$ IN	-	13	Вход логической схемы блокирования сигнала $\overline{CE}$. Если вход $\overline{CE}$ IN не используется, замкните его на «землю» или на V_{OUT}
$\overline{CE}$ OUT	-	12	Выход логической схемы блокирования сигнала $\overline{CE}$. Переходит в активное состояние (низкий уровень), только если $\overline{CE}$ IN в состоянии низкого уровня, а V_{CC} выше порога срабатывания для сигнала $\overline{RESET}$ (4,65 В для MAX691/695 и 4,4 В для MAX693)
BATT ON	-	5	Сигнал подключения резервной батареи. Пераходит в состояние высокого уровня при подключении выхода V_{OUT} (с помощью внутреннего переключателя) к входу V_{BATT}. Переходит в состояние низкого уровня при подключении выхода V_{OUT} (с помощью внутреннего переключателя) к входу V_{CC}. Типичное значение выходного тока составляет 25 мА, что позволяет непосредственно управлять базой внешнего p–n–p транзистора, чтобы увеличить выходной ток не менее чем на 50 мА по сравнению с V_{OUT}

Таблица 1.6. Назначение выводов ИС MAX690/691/692/693/694/695 (окончание)

Обозначение вывода	Номер вывода MAX690/692/694	Номер вывода MAX691/693/695	Назначение
$\overline{\text{LOW LINE}}$	–	6	Выход сигнала о снижении напряжения питания. Переходит в состояние низкого уровня при падении V_{CC} ниже порога срабатывания для сигнала $\overline{\text{RESET}}$. Возвращается в состояние высокого уровня при возрастании V_{CC} выше этого порога
RESET (не инверт.)		-	16 Выход сигнала RESET с активным высоким уровнем. Инверсия сигнала $\overline{\text{RESET}}$
OSC SEL	-	8	Если вывод OSC SEL не подключен или на него подан высокий уровень, то длительность сигнала $\overline{\text{RESET}}$ и время ожидания сторожевого таймера определяются внутренним тактовым генератором. Если на вывод OSC SEL подан низкий уровень, то активизируется вход OSC IN для подключения внешнего тактового генератора. Входной ток для вывода OSC SEL равен 3 мкА
OSC IN	-	7	Если на вывод OSC SEL подан низкий уровень, то к входу OSC IN может быть подключен внешний тактовый генератор для установки длительности сигнала $\overline{\text{RESET}}$ и времени ожидания сторожевого таймера. Эти параметры также могут быть изменены подключением к этому выводу внешнего конденсатора. Если вывод OSC SEL не подключен или на него подан высокий уровень, то с помощью OSC IN можно выбрать короткое или длительное время ожидания сторожевого таймера
$\overline{\text{WDO}}$	-	14	Выход сторожевого таймера. Первходит в состояние низкого уровня, если вход WDI остается в состоянии высокого или низкого уровня на протяжении периода, превышающаго время ожидания сторожевого таймера. $\overline{\text{WDO}}$ устанаaливается в состояние высокого уровня при очередном изменении состояния входа WDI. Если вывод WDI не подключен или на него подано напряжение, равное половине напряжения питания, $\overline{\text{WDO}}$ нвходится в состоянии высокого уровня. $\overline{\text{WDO}}$ также переходит в это состояние, если на выходе $\overline{\text{LOW LINE}}$ устанаaливается низкий уровень

1.11.4. Схема контроля МП с дополнительными возможностями

На рис. 1.29 и в табл. 1.7 показаны типовая схема подключения ИС MAX696 и назначение ее выводов. Эта микросхема аналогична изображенным на рис. 1.10–1.14, но с совмещением (или комбинированием) функций. Для расчета значений сопротивлений резисторов, подключаемых к входам PFI и LL_{IN}, можно использовать соотношения, приведенные для рис. 1.13 (учитывая, что пороговый уровень срабатывания равен 1,3 В вместо 2,54 В). На рис. 1.30–1.33 представлены временные диаграммы ИС MAX696, а также схема с дополнительным гистерезисом срабатывания компаратора контроля питания, схема с программным отключением сторожевого таймера и схема для выбора времени ожидания сторожевого таймера. В табл. 1.8 приведены данные для выбора времени задержки сигнала RESET и времени ожидания сторожевого таймера. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 5-36, 5-37, 5-41, 5-43.)

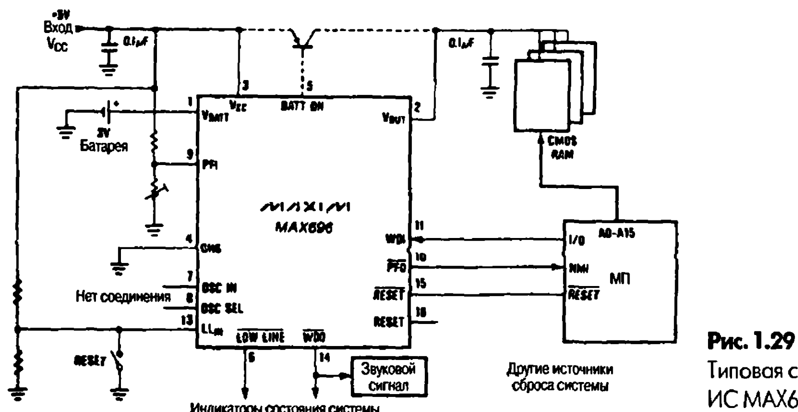


Рис. 1.29 Типовая схема подключения ИС MAX696

Таблица 1.7. Назначение выводов ИС MAX696/697

Обозначение вывода	Номер вывода MAX696	Номер вывода MAX697	Назначение
V_{CC}	3	3	Вход напряжения питания +5 В
V_{BATT}	1	–	Вход резервной батареи. Соединить с «землей», если батарея не используется
V_{OUT}	2	–	Выход резервированного напряжения питания. К выводу V_{OUT} с помощью внутреннего коммутатора подключается наибольшее напряжение из V_{CC} или V_{BATT}. Соединить V_{OUT} с V_{CC}, если V_{OUT} и V_{BATT} не используются
GND	4	5	0 В, «земля». Общий вывод для всех сигналов
$\overline{RESET}$	15	15	Выход сигнала $\overline{RESET}$. Переходит в активное состояние (низкий уровень), если уровень сигнала LLin падает ниже 1,3 В или V_{CC} падает ниже напряжения батареи (V_{BATT}). Сигнал остается активным в течение 50 мс после превышения сигналом LLin уровня 1,3 В. Кроме того, сигнал $\overline{RESET}$ переходит в активное состояние на 50 мс, если в течение времени ожидания сторожевого таймера на вход WDI не поступают контрольные сигналы (если сторожевой таймер включен)
WDI	11	11	Вход (трехуровневый) сигналов сторожевого таймера. Если WDI остается в состоянии высокого или низкого уровня на протяжении периода, превышающего время ожидания сторожевого таймера, сигналы $\overline{RESET}$ и $\overline{WDO}$ переходят в активное состояние (низкий уровень). Сторожевой таймер выключается, если вход WDI не подключен или на него подано напряжение, равное половине напряжения питания. Таймер срабатывает при каждом изменении состояния входа WDI
PFI	9	9	Вход (неинвертированный) компаратора схемы предупреждения об отключении напряжения питания. Если значение PFI становится менее 1,3 В, сигнал $\overline{PFO}$ переходит в активное состояние (низкий уровень). Если вход PFI не используется, замкните его на «землю» или на V_{OUT}
$\overline{PFO}$	10	10	Выход компаратора схемы предупреждения об отключении напряжения питания. Если значение PFI становится менее 1,3 В или V_{CC} становится ниже V_{BATT}, сигнал $\overline{PFO}$ переходит в активное состояние (низкий уровень)

Таблица 1.7. Назначение выводов ИС MAX696/697 (окончание)

Обозначение вывода	Номер выводв MAX696	Номер выводв MAX697	Назначение
$\overline{CE}$ IN	–	13	Вход логической схемы блокирования сигнала $\overline{CE}$. Если вход $\overline{CE}$ IN не используется, замкните его на «землю» или на V_{OUT}
$\overline{CE}$ OUT	–	12	Выход логической схемы блокирования сигнала $\overline{CE}$. Переходит в активное состояние (низкий уровень), только если $\overline{CE}$ IN в состоянии низкого уровня, а сигнал LLin превышает 1,3 В
BATT ON	5	–	Сигнал подключения резервной батареи. Переходит в состояние высокого уровня при подключении выхода V_{OUT} (с помощью внутреннего переключателя) к входу V_{BATT}. Переходит в состояние низкого уровня при подключении выхода V_{OUT} (с помощью внутреннего переключателя) к входу V_{CC}. Типичное значение выходного тока 7 мА, что позволяет непосредственно управлять базой внешнего p–n–p транзистора, чтобы увеличить выходной ток не менее чем на 50 мА по сравнению с V_{OUT}
$\overline{\text{LOW LINE}}$	6	6	Выход сигнала о снижении напряжения питания. Переходит в состояние низкого уровня при падении LLin ниже 1,3 В. Возвращается в состояние высокого уровня при возрастании LLin выше этого порога
RESET (не инверт.)	16	16	Выход сигнала RESET с активным высоким уровнем. Инверсия сигнала $\overline{\text{RESET}}$
OSC SEL	8	8	Если вывод OSC SEL не подключен или на него подан высокий уровень, то длительность сигнала $\overline{\text{RESET}}$ и время ожидания сторожевого таймера определяются внутренним тактовым генератором. Если на вывод OSC SEL подан низкий уровень, то активизируется вход OSC IN для подключения внешнего тактового генератора. Входной ток для вывода OSC SEL равен 3 мкА
OSC IN	7	7	Если на вывод OSC SEL подан низкий уровень, то к входу OSC IN может быть подключен внешний тактовый генератор для установки длительности сигнала $\overline{\text{RESET}}$ и времени ожидания сторожевого таймера. Эти параметры также могут быть изменены подключением к выводу внешнего конденсатора. Если вывод OSC SEL не подключен или на него подан высокий уровень, то с помощью OSC IN можно выбрать короткое или длительное время ожидания сторожевого таймера
$\overline{\text{WDO}}$	14	14	Выход сторожевого таймера. Переходит в состояние низкого уровня, если вход WDI остается в состоянии высокого или низкого уровня на протяжении периода, превышающего время ожидания сторожевого таймера. $\overline{\text{WDO}}$ устанавливается в состояние высокого уровня при очередном изменении состояния входа WDI. Если вывод WDI не подключен или на него подано напряжение, равное половине напряжения питания, $\overline{\text{WDO}}$ находится в состоянии высокого уровня. $\overline{\text{WDO}}$ также переходит в это состояние, если на выходе $\overline{\text{LOW LINE}}$ устанавливается низкий уровень
NC	12	2	Не подключен. Оставьте этот вывод неподсоединенным
LL in	13	4	Вход КМОП компаратора с высокоточным опорным напряжением 1,3 В. Выход компаратора связан с выводом $\overline{\text{LOW LINE}}$, а также подключен к формирователю импульсов сброса
TEST	–	1	Используется только при производстве. Всегда замыкайте на «землю»

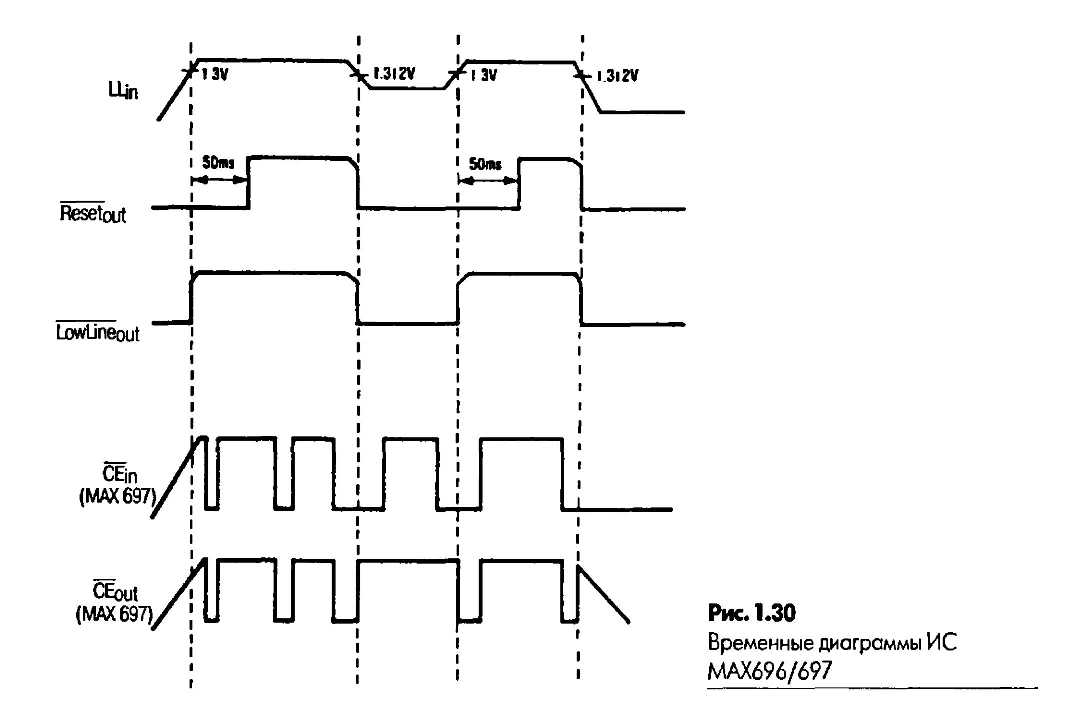


Рис. 1.30
Временные диаграммы ИС MAX696/697

Таблица 1.8. Выбор времени задержки сигнала RESET и времени ожидания сторожевого таймера

Состояние вывода OSC SEL	Состояние вывода OSC IN	Время ожидания сторожевого таймера: норма	Время ожидания сторожевого таймера: сразу после сигнала RESET	Длительность сигнала RESET
Низкий уровень	Подключен к выходу внешнего генератора	1024 такта внешнего генератора	4096 тактов внешнего генератора	512 тактов внешнего генератора
Низкий уровень	Подключен внешний конденсатор	400 мс / 47 пФ × С	1,6 с / 47пФ × С	200 мс / 47 пФ × С
Высокий уровень или не подключен	Низкий уровень	100 мс	1,6 с	50 мс
Высокий уровень или не подключен	Не подключен	1,6 с	1,6 с	50 мс

Примечания к табл.:

1. Если на вывод OSC SEL микросхемы MAX696/697 подан сигнал низкого уровня, то вход OSC IN может управляться внешним тактовым сигналом или между входом OSC IN и «землей» можно подключить внешний конденсатор. Номинальная частота внутреннего тактового генератора равна 10,24 кГц. Номинальная частота генератора при подключении внешнего конденсатора определяется так:

   $F_{ген}$ (Гц) = 184000 / $C_{ген}$ (пФ).

2. При подаче сигнала высокого уровня вход OSC SEL должен подключаться к V_{OUT}, а не к V_{CC} (для MAX696).

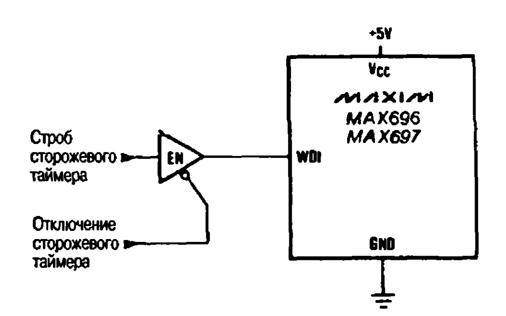


Рис. 1.31. Схема с программным отключением сторожевого таймера

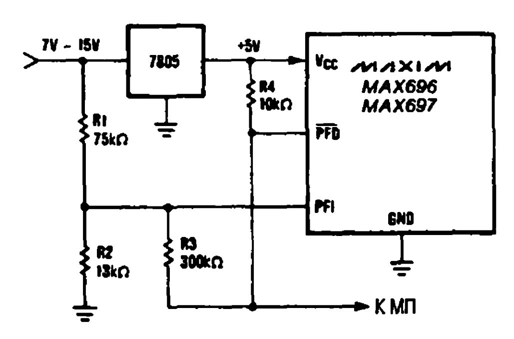
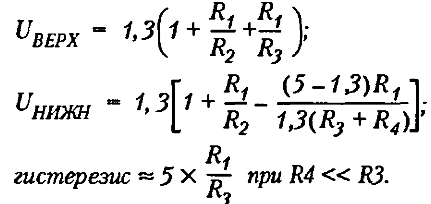


Рис. 1.32. Схема с гистерезисом срабатывания компаратора контроля питания

Примечание к рис. $U_{ВЕРХ} = 9,125$ *В;* $U_{НИЖН} = 7,9$ *В; гистерезис* = *1,23 В.*



$$U_{ВЕРХ} = 1,3\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}\right);$$

$$U_{НИЖН} = 1,3\left[1 + \frac{R_1}{R_2} - \frac{(5-1,3)R_1}{1,3(R_3 + R_4)}\right];$$

$$гистерезис \approx 5 \times \frac{R_1}{R_3} \quad при\ R4 << R3.$$

Рис. 1.33. Схема для выбора времени ожидания сторожевого таймера

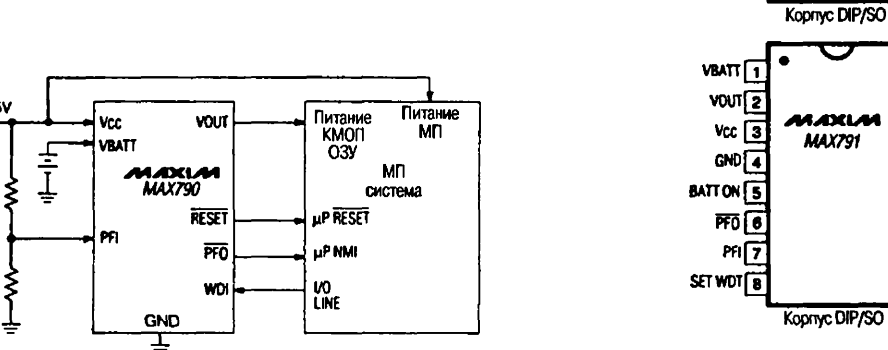


Рис. 1.34. Типовая схема подключения ИС MAX790

Рис. 1.35. Расположение выводов ИС MAX790/791, вид сверху

1.11.5. Схемы контроля МП с улучшенными характеристиками

На рис. 1.34 и 1.35 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX790/791. Эти микросхемы аналогичны серии MAX 690, представленной на рис. 1.27 и 1.28, но имеют следующие преимущества: потребляемый ток – 70 мкА, задержку сигнала CE – 10 нс, выходной ток – 250 мА (в режиме V_{cc}) и 25 мА

(в режиме V_{bat}). По расположению выводов ИС MAX790 совместима с ИС MAX690. Гарантируется поддержание рабочего состояния выхода сброса при понижении напряжения питания (V_{cc}) до 1 В. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 5-53.)

1.11.6. Схемы контроля МП повышенной надежности

На рис. 1.36 и 1.37 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX690A/802L. Эти микросхемы аналогичны изображенным на рис. 1.10–1.14, но отличаются повышенной надежностью и иными пороговыми значениями. MAX690A/802L выдает импульс сброса при падении напряжения питания ниже уровня 4,65 В, а MAX692A/802M – ниже уровня 4,40 В. Для сигналов об отказе питания и разряде батареи установлен пороговый уровень 1,25 В. Задержка сброса равна 200 мс, а время ожидания сторожевого таймера – 1,6 с. Ток покоя не превышает 200 мкА при нормальном питании и 50 нА при питании от резервной батареи. Точность отслеживания напряжения при отказах питания для MAX802L/M составляет ±2%. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 5-17.)

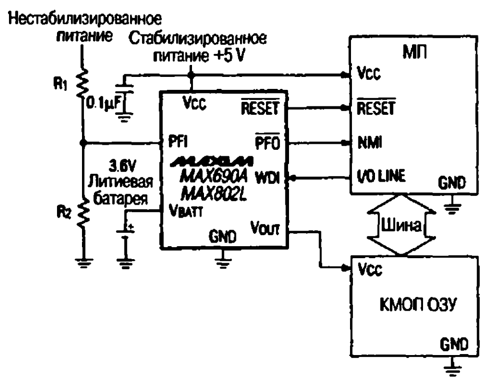


Рис. 1.36. Типовая схема подключения ИС MAX690A/802L

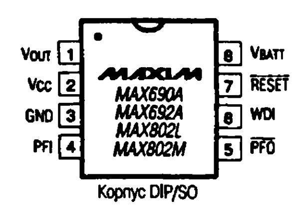


Рис. 1.37. Расположение выводов ИС MAX690A/692A/802L/802M, вид сверху

1.11.7. Схемы контроля МП повышенной надежности с дополнительными возможностями

На рис. 1.38 и 1.39 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX691A/MAX693A/800L/800M. Эти микросхемы аналогичны приведенным на рис. 1.10–1.13, но отличаются повышенной надежностью и некоторыми дополнительными возможностями. Они обеспечивают защиту КМОП ОЗУ или РПЗУ с электрическим стиранием (EEPROM) от случайной записи, отдельный выход сторожевого таймера, схему переключения питания на резервную батарею и поддержание рабочего состояния выхода сброса при понижении напряжения питания V_{cc} до 1 В. Кроме того, в них улучшен ряд характеристик: ток потребления не превышает 35 мкА, типовая задержка сигнала сброса при включении питания составляет 200 мс, а задержка сигнала $\overline{CE}$ – 6 нс. Для микросхем MAX691A/MAX800L уровень порога срабатывания равен 4,65 В, для MAX693A/

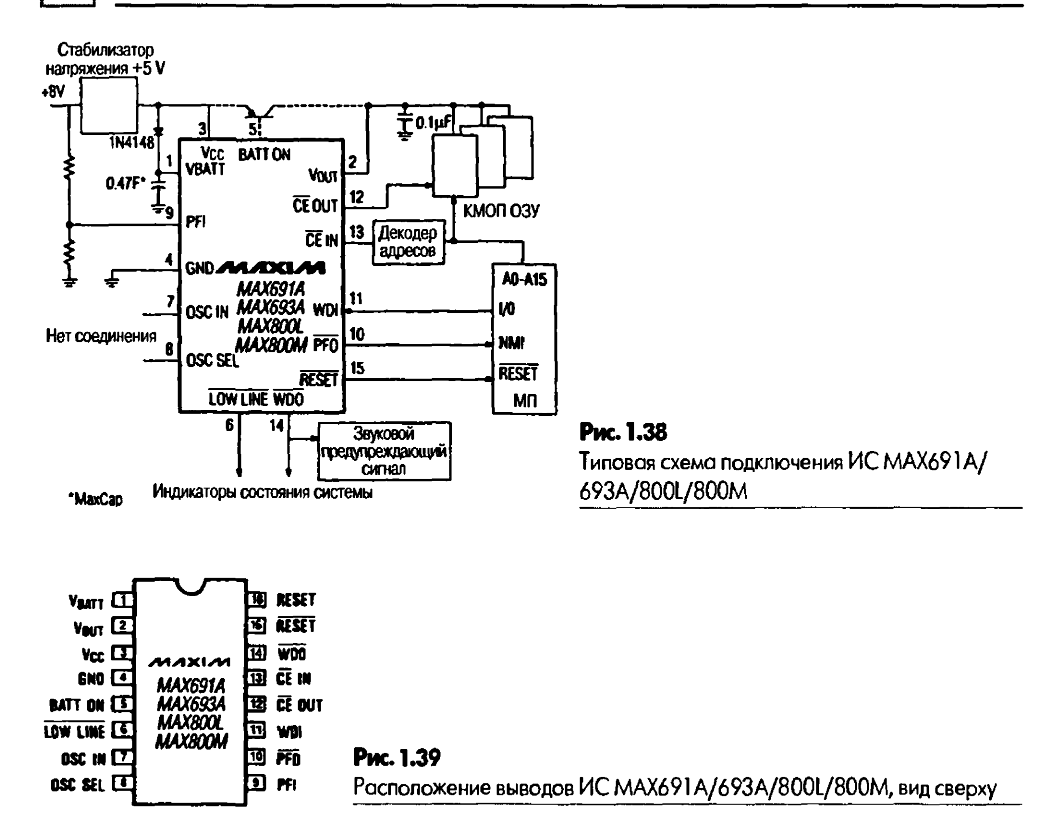


Рис. 1.38
Типовая схема подключения ИС MAX691A/693A/800L/800M

Рис. 1.39
Расположение выводов ИС MAX691A/693A/800L/800M, вид сверху

MAX800M – 4,4 В. ИС MAX800L/MAX800M гарантируют точность отслеживания напряжения при отказах питания не менее ±2%. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р. 5-19.)

1.11.8. Недорогие схемы контроля МП с батарейным резервированием

На рис. 1.40 и 1.41 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX703/704. Эти микросхемы аналогичны представленным на рис. 1.10–1.13, но отличаются меньшей стоимостью. Основные параметры ИС MAX703/704: длительность импульса сброса – 200 мс, ток покоя – 200 мкА при нормальном питании и 50 нА при питании от резервной батареи. Сигналы предупреждения об отказе питания, разряде батареи и об отличии напряжения питания от нормального уровня +5 В вырабатываются детектором с порогом срабатывания 1,25 В. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р. 5-29.)

1.11.9. Недорогие схемы контроля МП повышенной надежности с ручным сбросом

На рис. 1.42 и 1.43 показаны типовая схема подключения ИС MAX705/706 и расположение выводов ИС MAX705/708. Эти микросхемы аналогичны изображенным

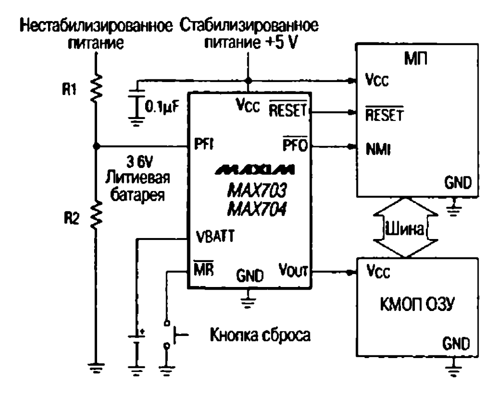


Рис. 1.40. Типовая схема подключения ИС MAX703/704

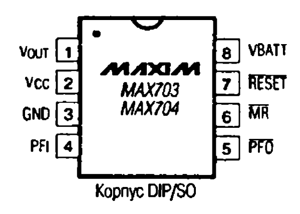


Рис. 1.41. Расположение выводов ИС MAX703/704, вид сверху

на рис. 1.10–1.13, но значительно дешевле. Основные параметры ИС MAX705/708: длительность импульса сброса – 200 мс, ток покоя – 200 мкА при нормальном питании. Сигналы предупреждения об отказе питания, разряде батареи и об отличии напряжения питания от нормального уровня +5 В вырабатываются детектором с порогом срабатывания 1,25 В. Микросхемы MAX705/707 генерируют сигнал сброса при понижении напряжения питания до 4,65 В, а MAX706/708 – до 4,4 В. В ИС MAX705/706 выход сторожевого таймера переходит в активное состояние, если на вход WDI сигналы не поступают в течение 1,6 с. ИС MAX707/708 аналогичны MAX705/706, за исключением того, что вместо выхода сторожевого таймера в них имеется выход сигнала сброса с активным высоким уровнем. (См. Maxim «High-Reliability Data Book», 1993, p. 5-31.)

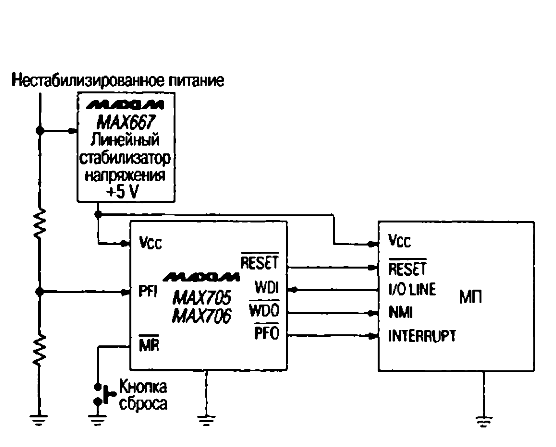
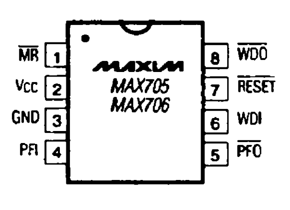


Рис. 1.42. Типовая схема подключения ИС MAX705/706



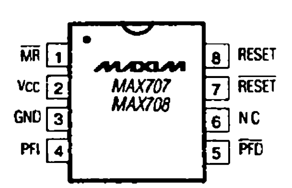


Рис. 1.43. Расположение выводов ИС MAX705/708 (корпус DIP/SO), вид сверху

1.11.10. Недорогие схемы контроля МП для напряжения питания +3 В

На рис. 1.44 и 1.45 показаны типовая схема подключения ИС MAX706R/S/T и расположение выводов ИС MAX706P/R/S/T, а на рис. 1.46 и 1.47 – типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX708/R/S/T. Эти микросхемы аналогичны изображенным на рис. 1.10–1.13, но обладают возможностью контроля напряжения питания +3 В. Основные параметры ИС MAX706P/R/S/T: длительность импульса сброса – 200 мс, ток покоя – 100 мкА (при нормальном питании), период ожидания – 1,6 с. Сигналы предупреждения об отказе питания, разряде батареи или о выходе напряжения питания из диапазона +3–5 В вырабатываются детектором с порогом срабатывания 1,25 В. Разница между микросхемами MAX706R, S и T в том, что пороги инициирования сигнала сброса для них установлены соответственно 2,63; 2,93 и 3,08 В. Для перечисленных ИС сигнал сброса имеет активный низкий уровень. Микросхема MAX706P вырабатывает сигнал сброса с активным высоким уровнем при пороговом значении 2,63 В. Микросхемы MAX708R/S/T аналогичны соответствующим ИС серии MAX706, но

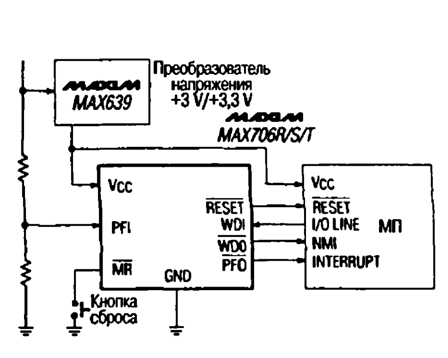


Рис. 1.44. Типовая схема подключения ИС MAX706R/S/T

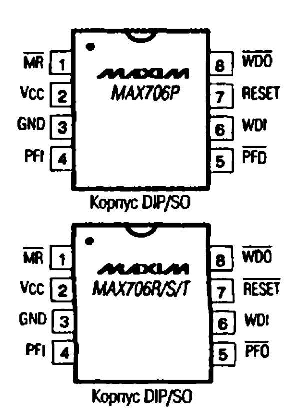


Рис. 1.45. Расположение выводов ИС MAX706P/R/S/T, вид сверху

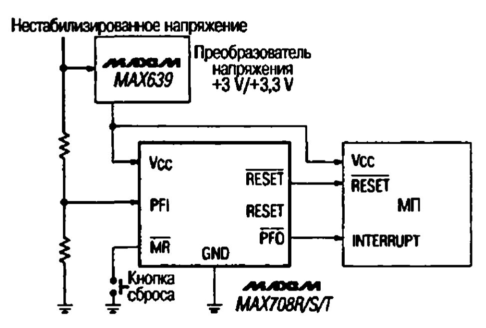


Рис. 1.46. Типовоя схемо подключения ИС MAX708R/S/T

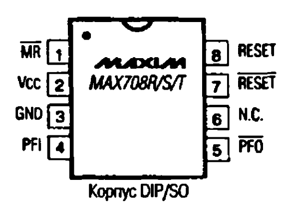


Рис. 1.47. Расположение выводов ИС MAX708R/S/T, вид сверху

вместо сторожевого таймера у них есть прямой и инвертированный выходы RESET. Эти ИС выполняют ручной сброс сигналом с активным низким уровнем. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р.р. 5-33, 5-34.)

1.11.11. Схема контроля МП, формирующая сигнал разрешения записи в ОЗУ

На рис. 1.48 и 1.49 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX791. Эта микросхема аналогична показанным на рис. 1.10–1.13, но обладает внутренним формирователем сигнала разрешения записи в ОЗУ ($\overline{\text{CE}}$ OUT). Основные параметры ИС: длительность импульса сброса – 200 мс, ток потребления в режиме резервирования – 1 мкА, выходной ток – 250 мА при нормальном питании и 25 мА при питании от резервной батареи. Сигналы предупреждения об отказе питания, разряде батареи или об отличии напряжения питания от нормального уровня +5 В вырабатываются детектором с порогом срабатывания 1,25 В. Кроме того, микросхема оснащена отдельным компаратором с выходным сигналом $\overline{\text{LOW LINE}}$, порог срабатывания которого на 150 мВ выше порогового уровня формирования сигнала сброса. Наличие импульсного выхода сторожевого таймера позволяет предупредить о возможной выдаче сигнала $\overline{\text{WDO}}$ по истечении времени ожидания таймера. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р. 5-35.)

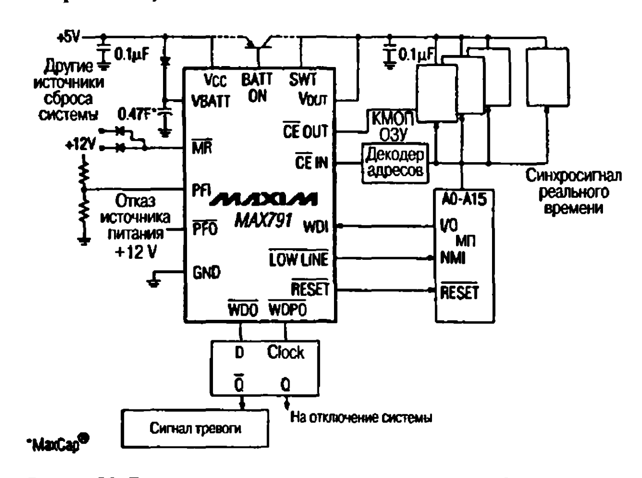




Рис. 1.48. Типовая схема подключения ИС MAX791

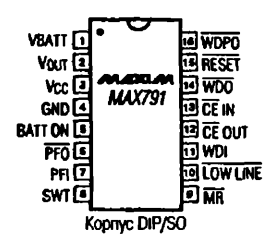


Рис. 1.49. Расположение выводов ИС MAX791, вид сверху

1.11.12. Недорогие схемы контроля МП с батарейным резервированием для напряжения питания 3,0/3,3 В

На рис. 1.50 и 1.51 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX704T/S/R. Микросхема аналогична изображенным на рис. 1.10–1.13, но значительно дешевле и предназначена для использования в системах с напряжением питания 3,0 или 3,3 В. Основные параметры ИС: длительность задержки импульса сброса – 200 мс, ток покоя – 50 мкА при питании от основного источника

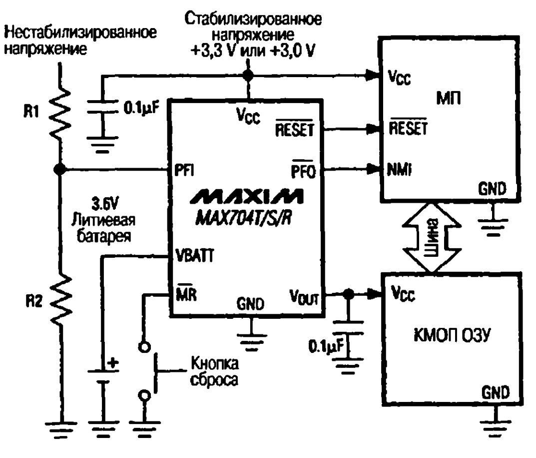


Рис. 1.50. Типовая схема подключения ИС MAX704T/S/R

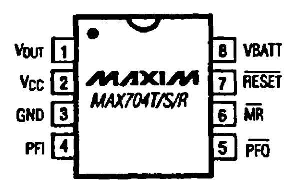


Рис. 1.51. Расположение выводов ИС MAX704T/S/R (корпус DIP/SO), вид сверху

и 50 нА при питании от резервной батареи. Сигналы предупреждения об отказе питания, разряде батареи или об отличии напряжения питания от 3,0 или 3,3 В вырабатываются детектором с порогом срабатывания 1,25 В. Варианты T, S и R имеют разные пороговые уровни, как показано в табл. 1.9. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 5-43.)

Таблица 1.9. Пороговые напряжения ИС MAX704T/S/R

Вариант исполнения	Типоаое значение порога для сигнала сброса (RESET), В
T	3,06
S	2,91
R	2,61

1.11.13. Схема контроля напряжения питания с формированием сигнала сброса

На рис. 1.52 и 1.53 и в табл. 1.10 представлены типовая схема подключения, расположение и назначение выводов ИС MAX709. Эта микросхема обеспечивает системный сброс при включении и выключении питания, а также при снижении напряжении питания. В случае, если напряжение V_{cc} падает ниже порогового уровня, на выходе $\overline{RESET}$ устанавливается сигнал низкого уровня, который удерживает микропроцессор в состоянии сброса не менее 140 мс после падения напряжения питания ниже порога. Соответствие порогового напряжения варианту исполнения ИС приведено в табл. 1.11. Выход $\overline{RESET}$ гарантированно остается в правильном состоянии, даже если напряжение питания понизится до 1 В. Как показано на рис. 1.54, микросхема достаточно устойчива к кратковременным понижениям («провалам») уровня напряжения V_{cc}. На рис. 1.55 показано подключение к микросхеме дополнительного сопротивления R1, если необходимо, чтобы активный уровень сигнала $\overline{RESET}$ на выходе микросхемы был равен 0 В. Величина этого сопротивления должна составлять около 100 кОм, но это не критично. На рис. 1.56 показан один из вариантов организации связи с микропроцессорами,

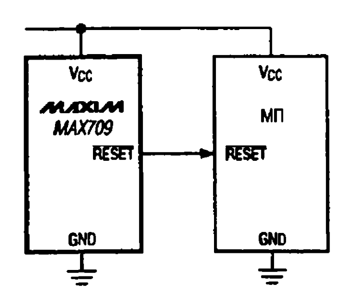


Рис. 1.52. Типовая схема подключения ИС MAX709

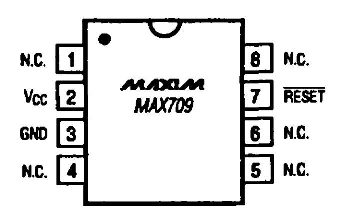


Рис. 1.53. Расположение выводов ИС MAX709 (корпус DIP/SO), вид сверху

Таблица 1.10. Нозначение выводов ИСМАХ709

Вывод	Обозначение	Назначение
1, 4, 5, 6, 8	N.C.	Не подключены. С этими выводами нет внутренних соединений
2	V_{CC}	Вход напряжения питания +5 В, +3,3 В или 3 В
3	GND	«Земля»
7	$\overline{\text{RESET}}$	Выход находится в активном (низком) состоянии, пока значение напряжение питания ниже порога для сигнала сброса и продолжает оставаться таким еще в течение 280 мс после превышения им порога

Таблица 1.11. Соответствие значения порогового напряжения варианту исполнения ИС MAX709

Значение порога для сигнала сброса (RESET) вариант исполнения	напряжение, В
L	4,65
M	4,4
T	3,08
S	2,93
R	2,63

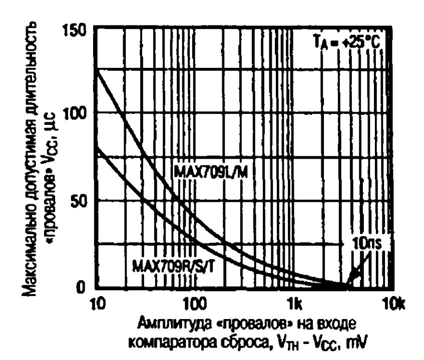


Рис. 1.54. Зависимость максимально допустимой длительности «провалов» в напряжении питания микросхемы MAX709 от их абсолютной величины

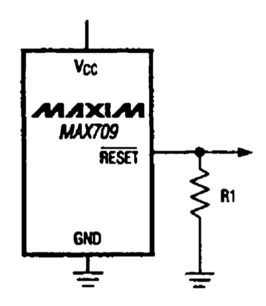


Рис. 1.55. Подключение к микросхеме MAX709 дополнительного сопротивления

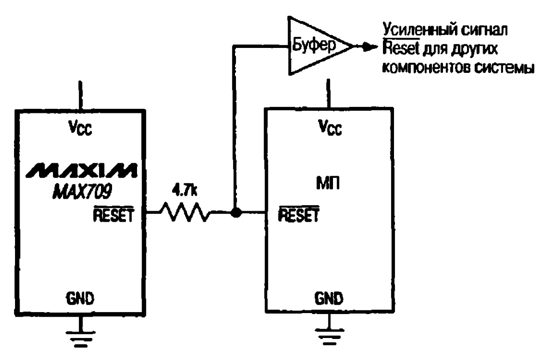


Рис. 1.56
Подключение к МП с двунаправленным сигналом сброса

имеющими двунаправленные сигналы сброса (такими, как микропроцессоры серии 68HC11 компании Motorola). (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 5-67, 5-70, 5-71.)

1.11.14. Схемы контроля МП с внутренней резервной батареей

На рис. 1.57 и 1.58 показаны типовая схема подключения и расположение выводов ИС MAX1691. Для обеспечения защиты памяти от случайной записи и работы сторожевого таймера в ИС имеется внутренняя резервная батарея питания. Литиевая батарея (3 В, 125 мА·ч) подключается к схеме внешней перемычкой, что позволяет избежать разрядки батареи при отгрузке и доставке. Микросхемы доставляются в специальной упаковке, выполненной из изоляционного материала. Хранение микросхемы в мягкой токопроводящей упаковке может привести к разряду внутренней батареи. Задержка включения/выключения питания составляет 200 мс, ток потребления в режиме резервирования – 1 мкА, номинальный рабочий ток – 35 мкА. Задержка выдачи сигнала разрешения ($\overline{CE}$) – максимум 10 нс. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 5-7.)

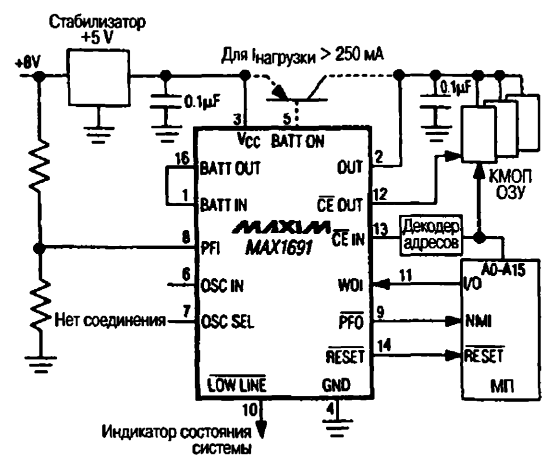


Рис. 1.57. Типовая схема подключения ИС MAX1691

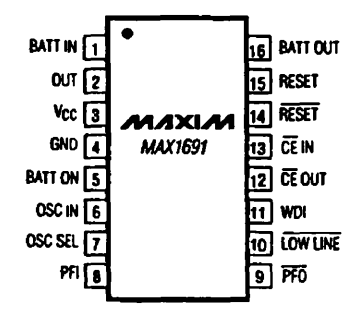


Рис. 1.58. Расположение выводов ИС MAX1691 (корпус 0,6" WIDE DIP MODULE), вид сверху

2. АНАЛОГОВЫЕ КОММУТАТОРЫ И КЛЮЧИ

В начале этой главы рассмотрены некоторые особенности применения интегральных схем аналоговых коммутаторов (мультиплексоров) и ключей. Как правило, ИС этого типа выбирают исходя из нужного числа коммутируемых каналов, однако следует иметь в виду еще ряд проблем, без решения которых выбранная схема может оказаться неработоспособной.

2.1. Экстремальные уровни напряжения

Предположим, что авиалайнер оборудован несколькими тензодатчиками мостового типа, подсоединенными, с одной стороны, к многоканальной системе тревожной сигнализации, а с другой – к мультиплексированному входу бортовой ЭВМ. Типовой тензодатчик в виде резистивного моста с напряжением питания 10 В вырабатывает разностный сигнал 0–50 мВ, который находится под потенциалом около 5 В относительно земли. Устройство тревожной сигнализации, подключенное к коммутатору, который циклически опрашивает несколько тензодатчиков, выдает сигнал тревоги, если разностный сигнал в любом из каналов превысит установленный порог.

Одновременно те же разностные напряжения тензодатчиков поступают на второй, независимый от первого, коммутатор бортовой ЭВМ, которая управляет дисплеем в кабине пилота. Каждый коммутатор должен функционировать независимо от состояния (рабочего или аварийного) другого. Более того, в схемах обоих коммутаторов должна быть предусмотрена защита от повреждения при неисправности любого тензодатчика из числа подключенных к аналоговым входам коммутаторов (в худшем случае от неисправного датчика может поступать полное напряжение бортового аккумулятора, равное 28 В). Коммутаторы и тензодатчики через многоконтактные разъемы соединяются в общую сеть с помощью многометровых кабелей, образованных жгутами неэкранированных проводов.

При таком построении системы пилот может осложнить ее работу, если в ходе полета будет включать или выключать питание тех или иных датчиков. Схожие

проблемы возникают и при проведении регламентных работ, когда какие-либо модули системы независимо от того, подано на них питание или нет, отсоединяются или присоединяются к сети. Поскольку аналоговые входы коммутаторов непосредственно связаны с контактами присоединительных разъемов, то в момент разъединения или присоединения последних на входах коммутаторов будут возникать выбросы напряжения, которые не должны выводить ИС из строя.

Когда один или несколько источников входных сигналов оказываются под напряжением при отсутствии питания на коммутаторе, необходимо обеспечить, с одной стороны, защиту ИС от повреждения, а с другой – достаточно высокое сопротивление аналоговых входов коммутатора, чтобы он не создавал существенной нагрузки для источников входных сигналов. Мультиплексор должен также отвечать определенным требованиям в отношении сопротивления изоляции, чтобы избежать повреждений при коммутациях в цепи питания и на случай аварийного режима функционирования датчика, когда на аналоговые входы коммутатора может быть подано напряжение, близкое к 28 В.

При поступлении на входы коммутатора напряжения, превышающего напряжение питания интегральных схем (обычно ±15 В), устройство должно не только сохранить работоспособность, но и обеспечить защиту операционного усилителя или другой схемы, подключенной к выходу коммутатора. Рассмотрим два типичных примера:

1. Напряжение в одном из включенных каналов превышает напряжение питания коммутатора. При этом входной ток коммутатора не должен чрезмерно возрастать, а напряжение на выходе устройства должно оставаться на безопасном уровне.
2. Напряжение, превышающее напряжение питания, может поступать на отключенный канал коммутатора. При этом схема должна обеспечивать ограничение входного тока в указанном канале и одновременно блокировать передачу напряжения питания на выход.

Защитные схемы коммутатора могут быть выполнены как во встроенном, так и во внешнем вариантах. Типовая схема внешнего варианта защиты показана на рис. 2.1. В данном случае к каждому входному каналу устройства подключаются токоограничивающий резистор и два диода (на рисунке показан только один канал). Если положительное напряжение на каком-либо из входов превышает напряжение пробоя стабилитрона, равное 12 В, верхний диод открывается и удерживает напряжение на входе коммутатора на уровне 12 В. Аналогичный механизм действует при поступлении на вход коммутатора отрицательного напряжения, превышающего по модулю уровень –12 В.

Схема внешней защиты коммутатора, показанная на рис. 2.1, работает надежно, но здесь могут возникнуть некоторые проблемы, например появление значительного тока в режиме ограничения напряжения или влияние тока утечки защитного диода на сигнал в режиме нормального функционирования. При использовании схемы, показанной на рис. 2.1, в вышеописанной системе тревожной сигнализации авиалайнера выброс тока, возникающий при выключении одного коммутатора, может привести к искажению сигнала в другом.

На рис. 2.2 показан другой вариант внешней цепи защиты. При этом вместо внешних диодов используются внутренние p–n переходы КМОП коммутатора

и внешние резисторы, включенные во входную цепь каждого канала. Резистор должен обладать достаточным сопротивлением для обеспечения надежной защиты входа, однако слишком высокое сопротивление может привести к неприемлемым искажениям сигнала из-за тока утечки коммутатора – особенно при высоких температурах, когда он обычно возрастает. Включение резистора со сравнительно небольшим сопротивлением снижает величину указанных искажений, но способствует возникновению большого тока в аварийном режиме и, следовательно, не может обеспечить надежную защиту схемы в целом.

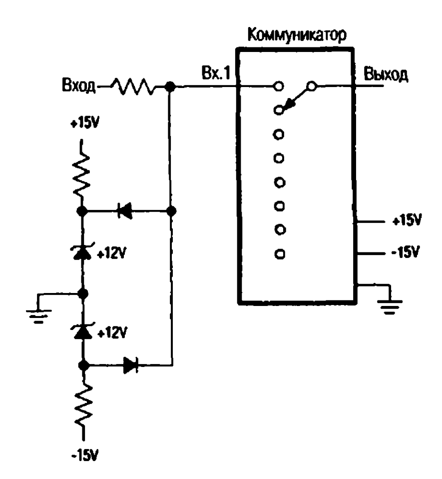


Рис. 2.1. Цепь внешней диодно-резистивной защиты

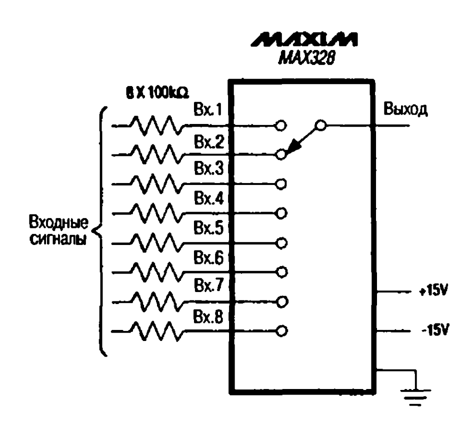


Рис. 2.2. Цепь внешней резистивной защиты

Таким образом, применение внешних схем защиты ИС аналоговых коммутаторов и ключей, как правило, не рекомендуется. Исключение составляют случаи, при которых токи утечки имеют ничтожно малые значения (по крайней мере, порядка нескольких пико- или наноампер). Типовые схемы, в которых применяются внешние цепи защиты, приведены в конце этой главы.

При использовании внешних резисторов для ИС аналоговых коммутаторов и ключей важно учитывать некоторые дополнительные моменты. Так, например, степень искажения напряжения сигнала зависит от общего тока, проходящего через резистор, включая входной ток смещения операционного усилителя, подсоединенного к выходу коммутатора. В сочетании с паразитной шунтирующей емкостью внешний резистор образует RC-фильтр нижних частот, что может ограничить полосу пропускания всего устройства. Важно помнить, что искажения сигнала во включенном канале, вызванные протеканием аварийного тока в выключенном канале, могут оказать существенное влияние на работу всей системы.

2.2. Методы проверки интегральных коммутаторов и ключей

Основной способ контроля работоспособности ИС – проверка выполнения главных функций. Если микросхема их не выполняет, ее нельзя считать работоспособной.

Конечно, такое решение принимается тогда, когда вы измерили все напряжения, поступающие на схему, проконтролировали правильность подключения заземления (как указано в главе 1), а также убедились в исправности всех внешних компонентов, в особенности проводных соединений. После проверки основных функций измеряются параметры интегральной схемы. Далее описываются наиболее важные параметры интегральных коммутаторов и ключей, а также способы их измерений.

2.2.1. Проверка основных функций

На рис. 2.3 приведена типовая схема включения ИС MAX326/327 в качестве интегратора с программируемой постоянной времени (от 1 до 100 мс). На рис. 2.4. показана схема расположения выводов этих микросхем. Логика управления коммутацией представлена в табл. 2.1. Тестирование этого аналогового КМОП переключателя с крайне малым значением тока утечки выполняется путем подачи и отключения напряжения +5 В на выводы управления каналами и одновременной проверки срабатывания соответствующих ключей, для чего используется омметр, подсоединенный к их выводам.

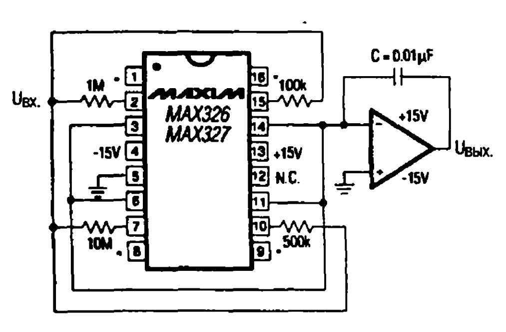


Рис. 2.3. Типовая схема включения ИС MAX326/27

Примечание к рис. Звездочкой обозначены логические входы управления.

Рис. 2.4. Расположение выводов ИС MAX326/27 (корпус DIP/SO), вид сверху

Таблица 2.1. Логика управления коммутацией ИС MAX326/27

MAX326		MAX327	
Логика	**Ключ**	**Логика**	**Ключ**
0	Замкнут	1	Замкнут
1	Разомкнут	0	Разомкнут

2.2.2. Проверка тока утечки выключенного канала

На рис. 2.5 показана схема для измерения входного тока утечки выключенного канала при наличии входного напряжения. На рис. 2.6 приведены типичные результаты испытаний ИС MAX378. Как видно из графика, входной ток утечки выключенного канала даже при входном напряжении большем, чем напряжение питания, не превышает 20 нА. Вольтметр, подключенный к выходу ИС, позволяет судить о воздействии тока утечки выключенного канала на включенный канал. При подсоединении резистора с сопротивлением 100 кОм к входу включенного канала это воздействие характеризуется крайне низкой величиной (менее 0,1 мВ). Выходное

Рис. 2.5
Схема измерения входного тока утечки

Рис. 2.6
Ток утечки выключенного канала ИС MAX378

напряжение ИС ограничено внутренними фиксирующими схемами до уровня, который примерно на 3 В ниже напряжения питания и может составлять от ±12 до ±15 В. При выключении питания напряжение на выходе ИС снижается до 0.

2.2.3. Проверка времени переключения

На рис. 2.7 и 2.8 приведены временные диаграммы и схема измерения времени переключения ИС MAX326/27. На рис. 2.7 уровни логического сигнала соответствуют

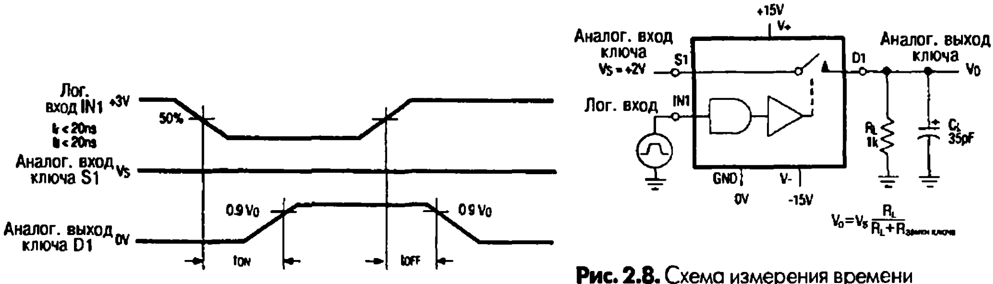


Рис. 2.7. Временные диаграммы переключения

Рис. 2.8. Схема измерения времени переключения

ИС MAX326; для схемы MAX327 они должны быть проинвертированы. Измерения по схеме рис. 2.8 следует повторить для аналоговых входов IN2, IN3 и IN4. Значение времени включения t_{ON} должно находиться в пределах 500–1000 нс, а времени выключения – в пределах 50–500 нс. В табл. 2.2 показано влияние напряжения питания на скорость переключения ИС.

Таблица 2.2. Влияние напряжения питания на скорость переключения

Напряжение питания, В	Время включения, мкс	Время выключения, нс
±15	0,5	50
±10	1	80
±5	2,5	200
+10	2,5	200
+15	1,5	100

2.2.4. Измерение прямого сопротивления замкнутого ключа

На рис. 2.9 представлена основная схема измерения сопротивления замкнутого ключа для ИС MAX326/27. На рис. 2.10 показано изменение сопротивления замкнутого ключа в зависимости от напряжения аналогового сигнала на входе при различных напряжениях питания. Хотя в спецификации на ИС указано, что уровни сигналов управления должны соответствовать стандартным уровням ТТЛ, на самом деле в данной микросхеме пороговые уровни срабатывания составляют 1,5±0,2 В. Эта ИС обеспечивает правильную передачу сигнала при входном напряжении в пределах –15...+15 В. Для любых интегральных схем нельзя допускать, чтобы значение напряжения логических сигналов управления превышало уровень напряжения питания!

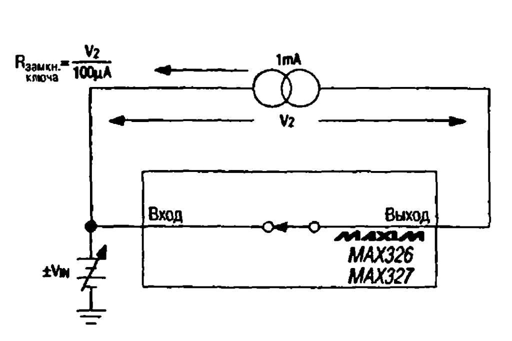


Рис. 2.9. Схема измерения сопротивления замкнутого ключа и его зависимости от уровня аналогового сигнала

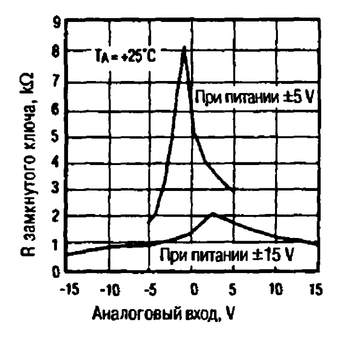


Рис. 2.10. Зависимость сопротивления замкнутого ключа от величины аналогового сигнала на входе при различных значениях напряжения питания

2.2.5. Измерение тока утечки замкнутого ключа

На рис. 2.11 изображена основная схема измерения тока утечки замкнутого ключа для ИС MAX326/27. На рис. 2.12 показано, как изменяется ток утечки в зависимости от температуры.

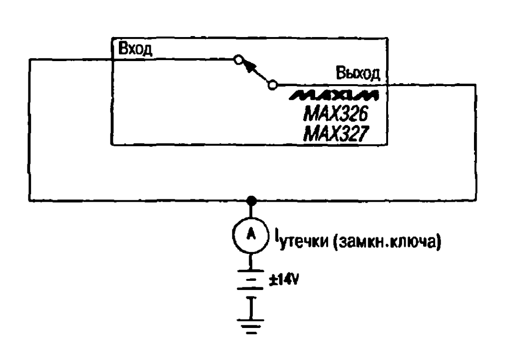


Рис. 2.11. Схема измерения тока утечки замкнутого ключа

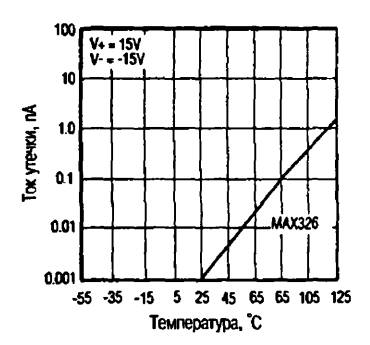


Рис. 2.12. Экспериментальная зависимость тока утечки замкнутого ключа от температуры

2.2.6. Измерение тока утечки разомкнутого ключа

На рис. 2.13 приведена основная схема измерения токов утечки разомкнутого ключа, то есть значений входного I_S и выходного I_D токов утечки разомкнутого ключа ИС MAX326/27. На рис. 2.14 показано, как изменяется входной ток утечки I_S в зависимости от температуры.

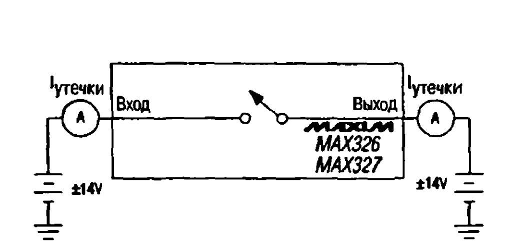


Рис. 2.13. Схема измерения токов утечки разомкнутого ключа

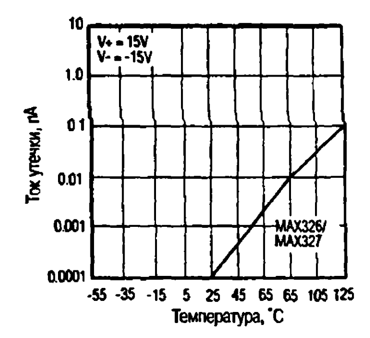


Рис. 2.14. Экспериментальная зависимость входного тока утечки разомкнутого ключа от температуры

2.2.7. Проверка основных функций коммутатора

На рис. 2.15 и 2.16 показаны типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX328/29. Табл. 2.3 и 2.4 соответствуют таблицам истинности ИС MAX328 и MAX329. Указанный аналоговый КМОП коммутатор с крайне низким значением тока утечки проверяется путем подачи и отключения напряжения +5 В на выводы управления с одновременной проверкой замыкания и размыкания соответствующих ключей. Для аналоговых входов можно использовать простое гармоническое колебание, а сигнал на выходе операционного усилителя – измерить посредством осциллографа.

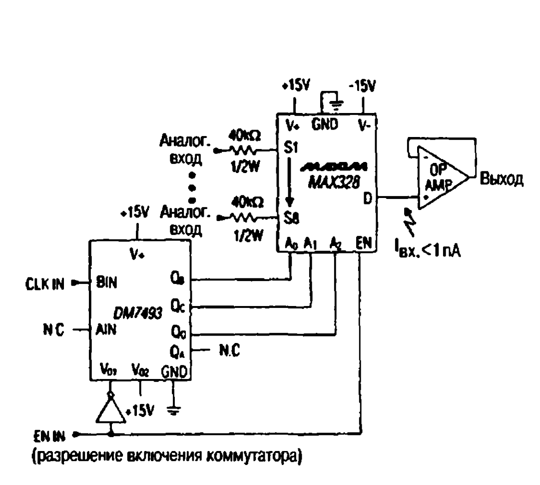


Рис. 2.15. Типовая схема включения ИС MAX328/329

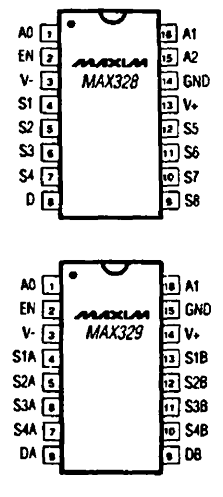


Рис. 2.16 Расположение выводов ИС MAX328/329 (корпус DIP/SO), вид сверху

Таблица 2.3. Таблица истинности микросхемы MAX328

A2	A1	A0	EN	Замкнутый ключ
x	x	x	0	Нет
0	0	0	1	1
0	0	1	1	2
0	1	0	1	3
0	1	1	1	4
1	0	0	1	5
1	0	1	1	6
1	1	0	1	7
1	1	1	1	8

Таблица 2.4. Таблица истинности микросхемы MAX329

A1	A0	EN	Замкнутый ключ
X	X	0	Нет
0	0	1	1
0	1	1	2
1	0	1	3
1	1	1	4

Примечание к табл. Логический 0 – не более 0.8 В, логическая 1 – не менее 2,4 В.

2.2.8. Измерение времени задержки переключения каналов относительно адресных сигналов

На рис. 2.17 и 2.18 показаны временные диаграммы и схема измерения времени задержки переключения каналов относительно момента изменения сигналов на адресных входах ИС MAX328. Заметим, что на объединенные адресные входы подается импульсный сигнал переключения.

Обычно время задержки переключения каналов не превышает 1 мкс для ИС MAX328/29M и 1,5 мкс для ИС MAX328/29C/E.

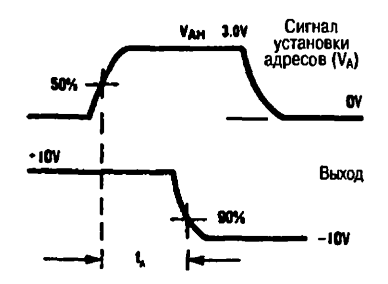


Рис. 2.17. Временные диаграммы переключения

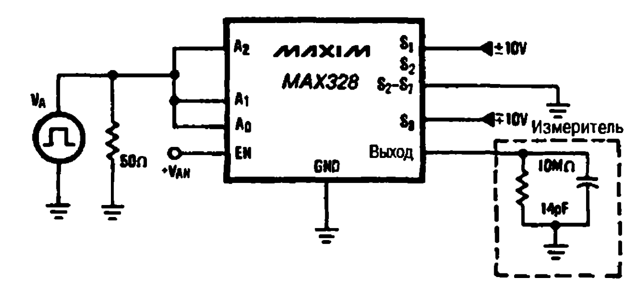


Рис. 2.18. Схема измерения времени задержки переключения каналов

2.2.9. Время перекрытия переключаемых каналов

На рис. 2.19 и 2.20 показаны временные диаграммы и схема, предназначенная для измерения времени перекрытия (одновременного замыкания) переключаемых каналов ИС MAX328. При измерении необходимо подавать импульсный сигнал на адресные входы. Типичное время перекрытия для этой ИС составляет 0,2 мкс.

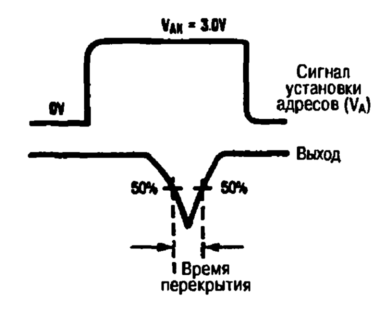


Рис. 2.19. Временные диаграммы измерения времени перекрытия при переключении каналов

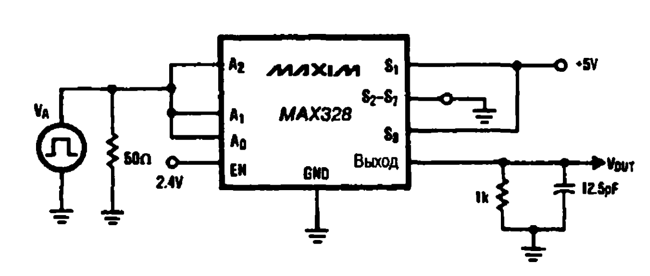


Рис. 2.20. Схема измерения времени перекрытия при переключении каналов

2.2.10. Измерение задержки переключения каналов относительно сигнала разрешения переключения

На рис. 2.21 и 2.22 показаны схема для измерения задержки переключения каналов относительно сигнала разрешения переключения (EN) и временные диаграммы для

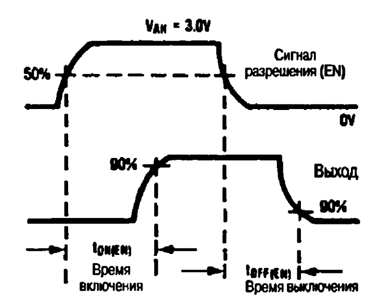




Рис. 2.21. Временные диаграммы переключения

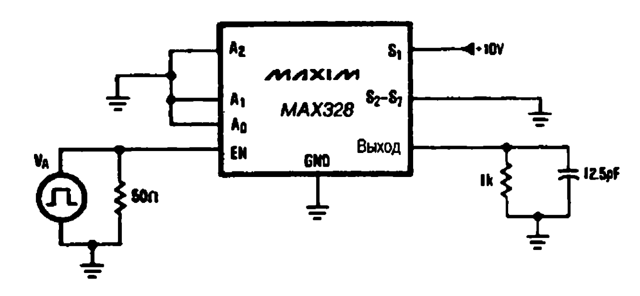


Рис. 2.22. Схема измерения задержки переключения каналов относительно сигнала разрешения

ИС MAX328. Обычно указанное время задержки при включении равно 1 мкс для ИС MAX328/29M и 1,5 мкс для ИС MAX328/29C/E.

2.2.11. Измерение заряда переключения

На рис. 2.23 и 2.24 показана схема для измерения заряда переключения и формы сигналов для ИС MAX301/3/5. На вывод управления подается импульсный сигнал и определяется приращение выходного напряжения. Заряд переключения Q вычисляется путем умножения значения приращения выходного напряжения на выходную емкость. Обычно он составляет 10–15 пК.

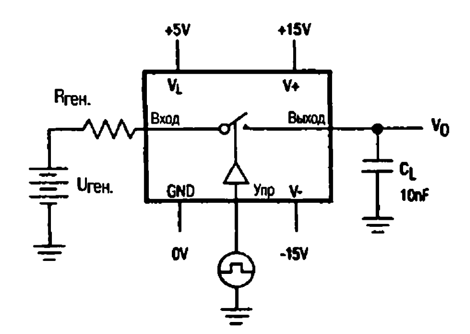


Рис. 2.23. Схема измерения заряда переключения

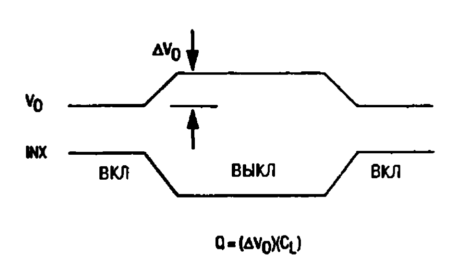


Рис. 2.24. Формы сигналов при измерении заряда переключения

2.2.12. Измерение развязки разомкнутого ключа

На рис. 2.25 показана схема, а в табл. 2.5 приведены условия измерения развязки разомкнутого ключа для ИС MAX301/3/5. Развязка определяется как 20 lg $V_{ВХ}/V_{ВЫХ}$. Типичное значение развязки для этой ИС равно 72 дБ.

Частота, на которой проводятся измерения, и типы применяемых измерительных приборов (генератор сигналов и анализатор спектра) указаны в табл. 2.5.

Таблица 2.5. Типы применяемых измерительных приборов и частота измерения

Частота тестирования	Генератор сигнала	Анализатор
1 МГц	Автоматический синтезатор	Следящий спектр-анализатор

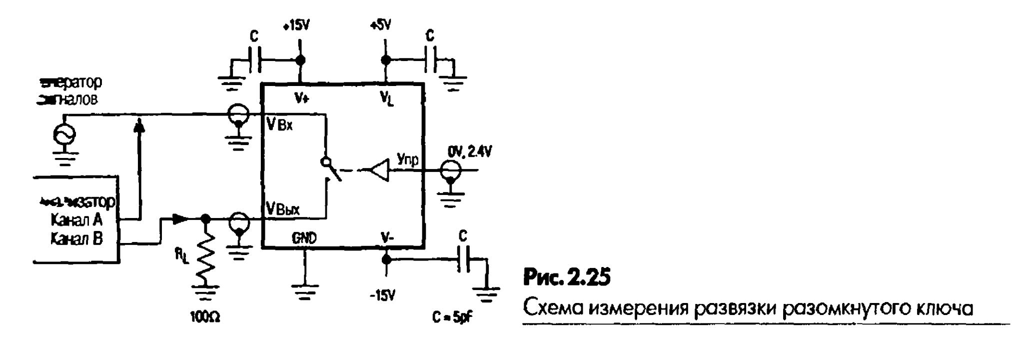


Рис. 2.25
Схема измерения развязки разомкнутого ключа

2.2.13. Измерение развязки между включенными каналами

На рис. 2.26 показана схема измерения развязки между включенными каналами или отсутствия перекрестных помех) для ИС MAX301/3/5. Как правило, у этой ИС развязка не менее 90 дБ.

Частота, на которой проводятся измерения, и типы применяемых измерительных приборов (генератор сигналов и анализатор спектра) указаны в табл. 2.6.

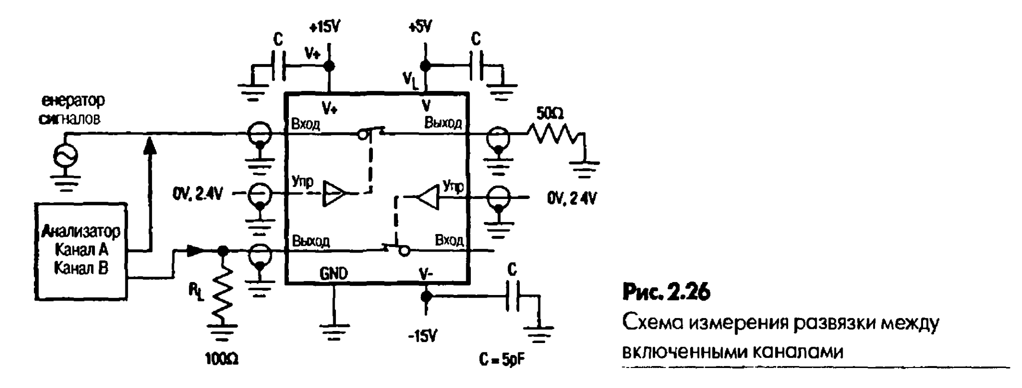


Рис. 2.26
Схема измерения развязки между включенными каналами

Таблица 2.6. Типы применяемых измерительных приборов и частота измерения

Частота тестирования	Генератор сигнала	Анализатор
1 МГц	Автоматический синтезатор	Следящий спектр-анализатор

2.2.14. Емкость канала

На рис. 2.27 и 2.28 показаны схемы, предназначенные для измерения емкости канала, находящегося соответственно во включенном и выключенном состоянии. Обычно емкость включенного канала составляет 12 пФ, а выключенного – 39 пФ.

2.3. Описание аналоговых коммутаторов и ключей

2.3.1. Входные каскады устройства сбора данных

На рис. 2.29 показана типичная система сбора данных с использованием коммутатора MAX358. В связи с тем, что эта микросхема работает на высокоомный вход операционного усилителя, напряжение ошибки будет равно произведению сопротивления

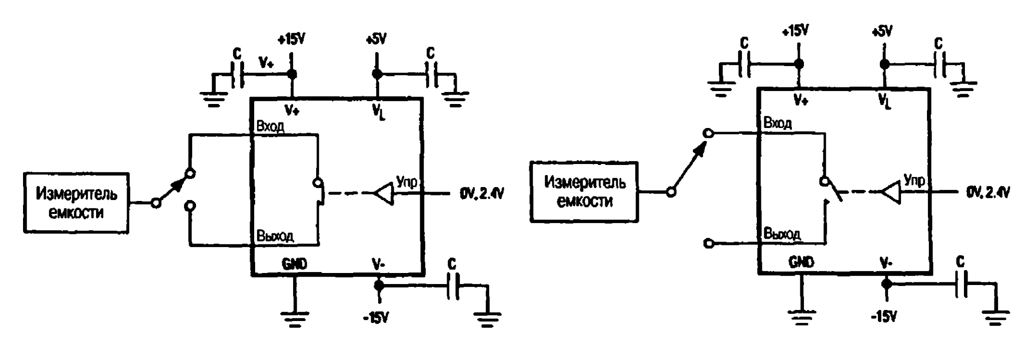


Рис. 2.27. Схема измерения емкости включенного канала

Рис. 2.28. Схема измерения емкости выключенного канала

открытого канала и суммы значений тока утечки коммутатора и входного тока усилителя:

$V_{ERROR} = R_{DS(ON)} \times [I_{D(ON)} + I_{BIAS}(MAX\ 420)] = 15\ кОм \times (2\ нА + 30\ пА) = 3{,}05\ мкВ.$

Полученная величина определяет максимальную погрешность этой схемы.

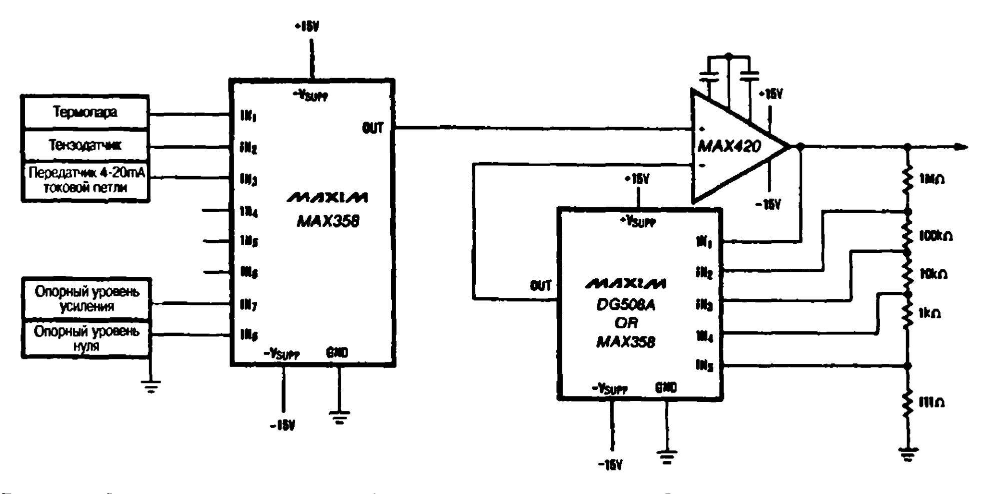


Рис. 2.29. Типовая схема устройства сбора данных на базе ИС MAX358

2.3.2. Система сбора данных с защищенным дифференциальным входом

На рис. 2.30 и 2.31 приведены типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX368/69. Табл. 2.7 и 2.8 представляют собой таблицы истинности для ИС MAX368/69. Как видно из рис. 2.32, аналоговые коммутаторы с защитой по входам снабжены триггерами-защелками, вот почему для управления этими схемами необходимы раздельные сигналы записи и сброса. На рис. 2.33 показан вариант применения вышеописанных ИС в схеме шинного интерфейса. В табл. 2.9 приведены типичные значения развязки для выключенных каналов, в табл. 2.10 – значения уровня подавления перекрестных помех. Данные в таблицах соответствуют

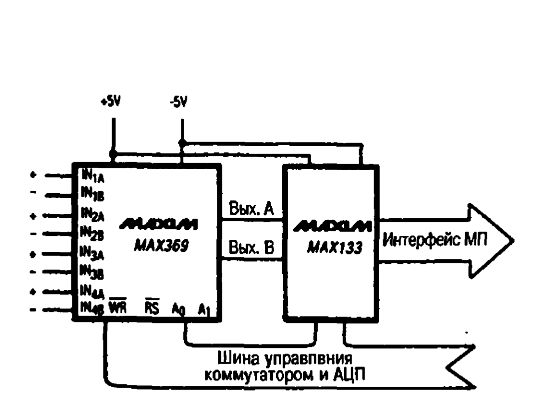


Рис. 2.30. Система сбора данных с защищенным дифференциальным входом

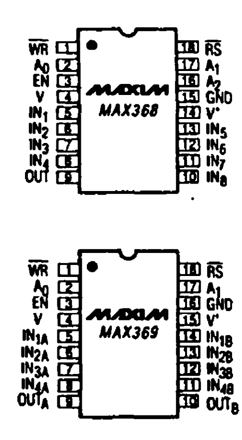


Рис. 2.31. Расположение выводов ИС MAX368/69, вид сверху

включению как одного, так и всех каналов коммутатора одновременно. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 1-31, 1-37, 1-40, 1-44, 1-46, 1-47.)

Таблица 2.7. Таблица истинности микросхемы MAX368

A2	A1	A0	EN	$\overline{WR}$	$\overline{RS}$	Замкнутый ключ
						Запись данных
x	x	x	x	из 0 в 1	1	Ключи остаются в прежнем положении
						Сброс
x	x	x	x	x	0	Нет (триггеры-защелки сброшены)
						Режим работы без записи
x	x	x	0	0	1	Нет
0	0	0	1	0	1	1
0	0	1	1	0	1	2
0	1	0	1	0	1	3
0	1	1	1	0	1	4
1	0	0	1	0	1	5
1	0	1	1	0	1	6
1	1	0	1	0	1	7
1	1	1	1	0	1	8

Таблица 2.8. Таблица истинности микросхемы MAX369

A1	A0	EN	$\overline{WR}$	$\overline{RS}$	Замкнутый ключ
					Запись данных
x	x	x	из 0 в 1	1	Ключи остаются в прежнем положении
					Сброс
x	x	x	x	0	Нет (триггеры-защелки сброшены)

Таблица 2.8. Таблица истинности микросхемы MAX369 (окончание)

A1	A0	EN	$\overline{WR}$	$\overline{RS}$	Замкнутый ключ
		Режим работы без записи			
x	x	0	0	1	Нет
0	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	2
1	0	1	0	1	3
1	1	1	0	1	4

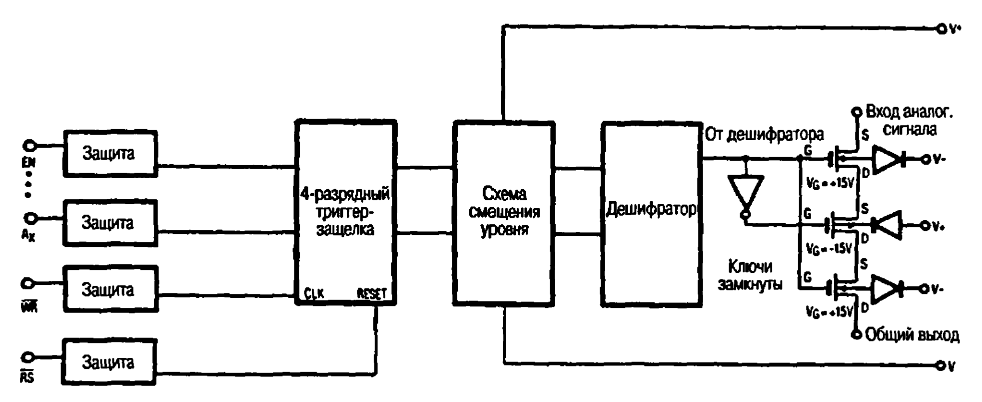


Рис. 2.32. Упрощенная структурная схема ИС MAX368/69

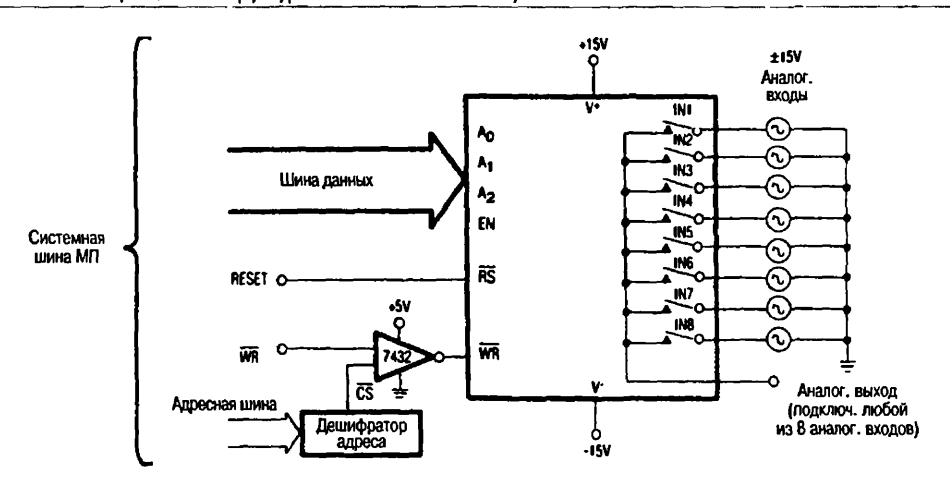


Рис. 2.33. Включение ИС MAX368/69 в схему шинного интерфейса

Таблица 2.9. Значения развязки для разомкнутых ключей в ИС MAX368/69

Частота	100 кГц	500 кГц	1 МГц
Включен один канал	74 дБ	72 дБ	66 дБ
Включены все каналы	64 дБ	48 дБ	44 дБ

аблица 2.10. Уровень подавления перекрестных помех в ИС MAX368/69

Частота	100 кГц	500 кГц	1 МГц
Включен один канал	74 дБ	72 дБ	66 дБ
Включены все каналы	64 дБ	48 дБ	44 дБ

2.3.3. КМОП коммутатор радио- и видеосигналов

На рис. 2.34 показана типовая схема включения микросхемы MAX310. Это восьмиканальный коммутатор, в котором практически отсутствуют потери аналогово-сигнала. Отличительная особенность данной ИС – высокий уровень развязки между каналами на высоких частотах. Так, на частоте 5 МГц гарантированная развязка между входом любого закрытого канала и выходом схемы составляет не менее –66 дБ. При напряжении питания ±15 В входной сигнал должен находиться в пределах +12...–15 В. Потребляемая мощность не превышает 1,1 мВт. Все управляющие входы совместимы как с ТТЛ, так и с КМОП микросхемами. Декодирование выполняется в стандарте BCD (двоично-кодированные данные). Вход разрешения используется для каскадного соединения микросхем, которые могут нормально функционировать при подаче любой комбинации напряжений питания, если только его суммарный размах не превышает 36 В (от V+ до V–), в том числе при подаче на положительный вывод питания V+ напряжения +12, +15 или +28 В и заземлении отрицательного вывода питания V–. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р. 1-1.)

2.3.4. Коммутатор повышенной надежности

На рис. 2.35 показано, как построить надежную схему коммутации аналоговых сигналов на базе микросхем MAX328/29 (см. рис. 2.15 и 2.16). Внутренние диоды

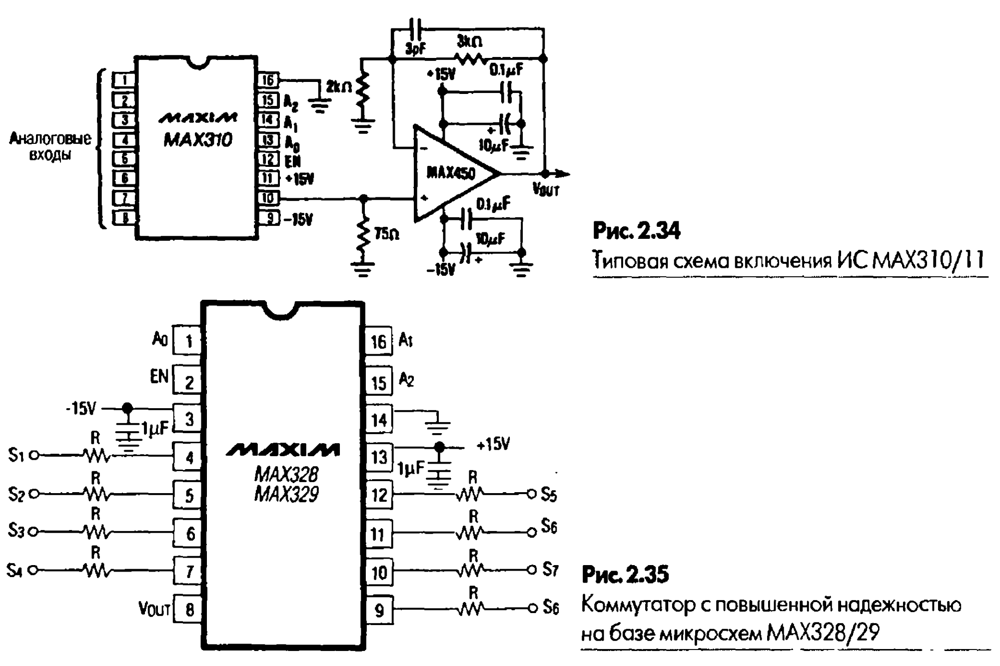


Рис. 2.34
Типовая схема включения ИС MAX310/11

Рис. 2.35
Коммутатор с повышенной надежностью на базе микросхем MAX328/29

обеспечивают ограничение входного напряжения на уровне ±15,7 В (при напряжении питания ±15 В). При этом подключение внешних диодов не требуется. При поступлении на входы схемы переменного напряжения до 120 В мощность, рассеиваемая на токоограничивающих резисторах, не превышает 0,28 Вт. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 1-6.)

2.3.5. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления

На рис. 2.36 и 2.37 показаны типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX334, а в табл. 2.11 – логика работы управляющих входов (выводы 1, 8, 9 и 16). Данная ИС полностью взаимозаменяема с ИС Siliconix DG271 и HI-201HS. Микросхема гарантированно обеспечивает время включения не более 100 нс, время выключения не более 50 нс и сопротивление открытого канала не более 50 Ом. На схему можно подавать однополярное (от +5 до +30 В) или двуполярное (от ±5 до ±15 В) питание без заметного влияния на скорость переключения или совместимость с ТТЛ и КМОП схемами. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 1-17.)

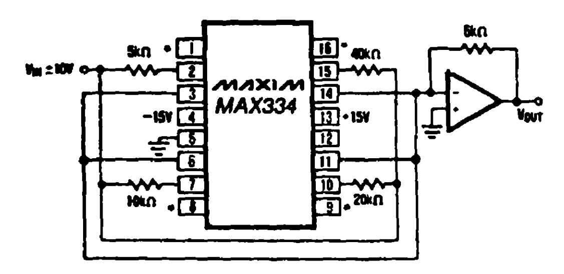


Рис. 2.36. Применение ИС MAX334 в схеме усилителя с программируемым усилением

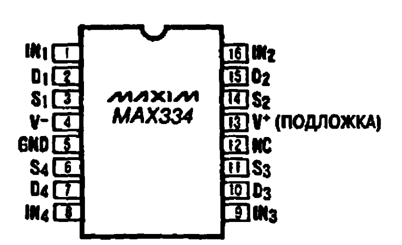


Рис. 2.37. Расположение выводов ИС MAX334, вид сверху

Таблица 2.11. Таблица истинности для управляющих входов ИС MAX334

Логическое значение	Ключ
0	Замкнут
1	Разомкнут

2.3.6. Ослабление влияния емкостной нагрузки

На рис. 2.38 показана буферная схема, обеспечивающая работу коммутатора на большую емкостную нагрузку. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 1-46.)

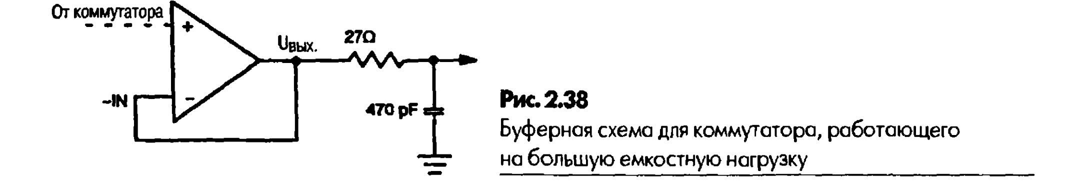


Рис. 2.38
Буферная схема для коммутатора, работающего на большую емкостную нагрузку

2.3.7. Компенсация фазовых искажений

На рис. 2.39 приведена схема компенсации фазовых искажений на выходе коммутатора. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р. 1-46.)

Емкость, отмеченная звездочкой, подбирается при регулировке по минимуму фазовых искажений.

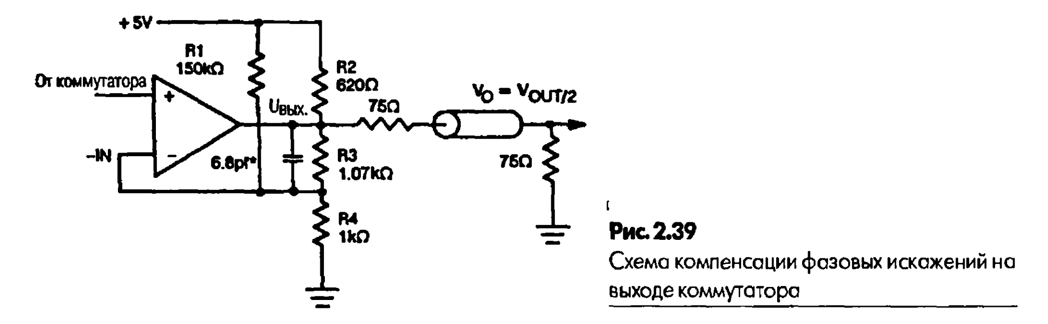


Рис. 2.39
Схема компенсации фазовых искажений на выходе коммутатора

2.3.8. Восьмиканальная схема коммутации дифференциальных сигналов с последовательным переключением каналов

На рис. 2.40 и 2.41 показаны типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX7501/02/03. Здесь ИС выступает в качестве коммутатора (8×1) или переключателя (1×8) в зависимости от варианта использования аналоговых входов и выходов. Переключение каналов осуществляется последовательно по сигналам, поступающим от ИС DM7493, которая работает под управлением внешнего тактового генератора. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, р. 1-47.)

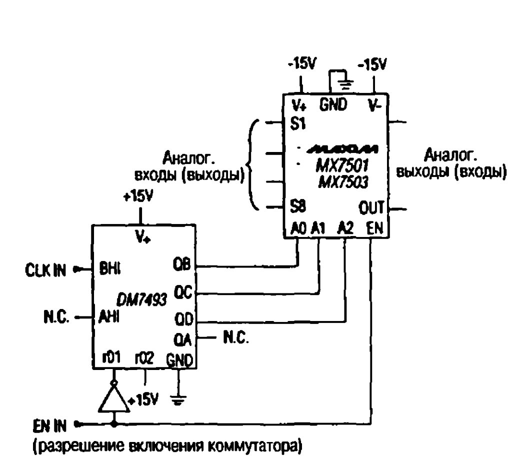


Рис. 2.40. Применение ИС MAX7501/03 в типовой схеме восьмиканального двунаправленного коммутатора сигналов с последовательным переключением каналов

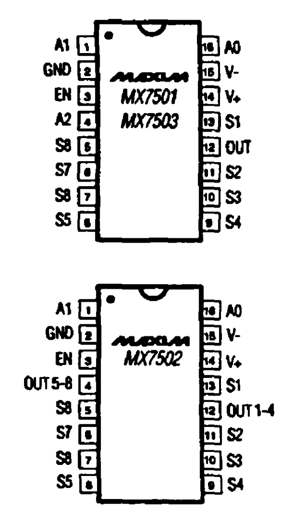


Рис. 2.41. Расположение выводов ИС MAX7501/02/03 (корпус DIP), вид сверху

2.3.9. 16-канальная схема коммутации дифференциальных сигналов с последовательным переключением каналов

На рис. 2.42 и 2.43 представлены типовая схема применения и расположение выводов ИС MAX7506/07. Данные ИС аналогичны показанной на рис. 2.41, но коммутирует 16 каналов. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 1-49.)

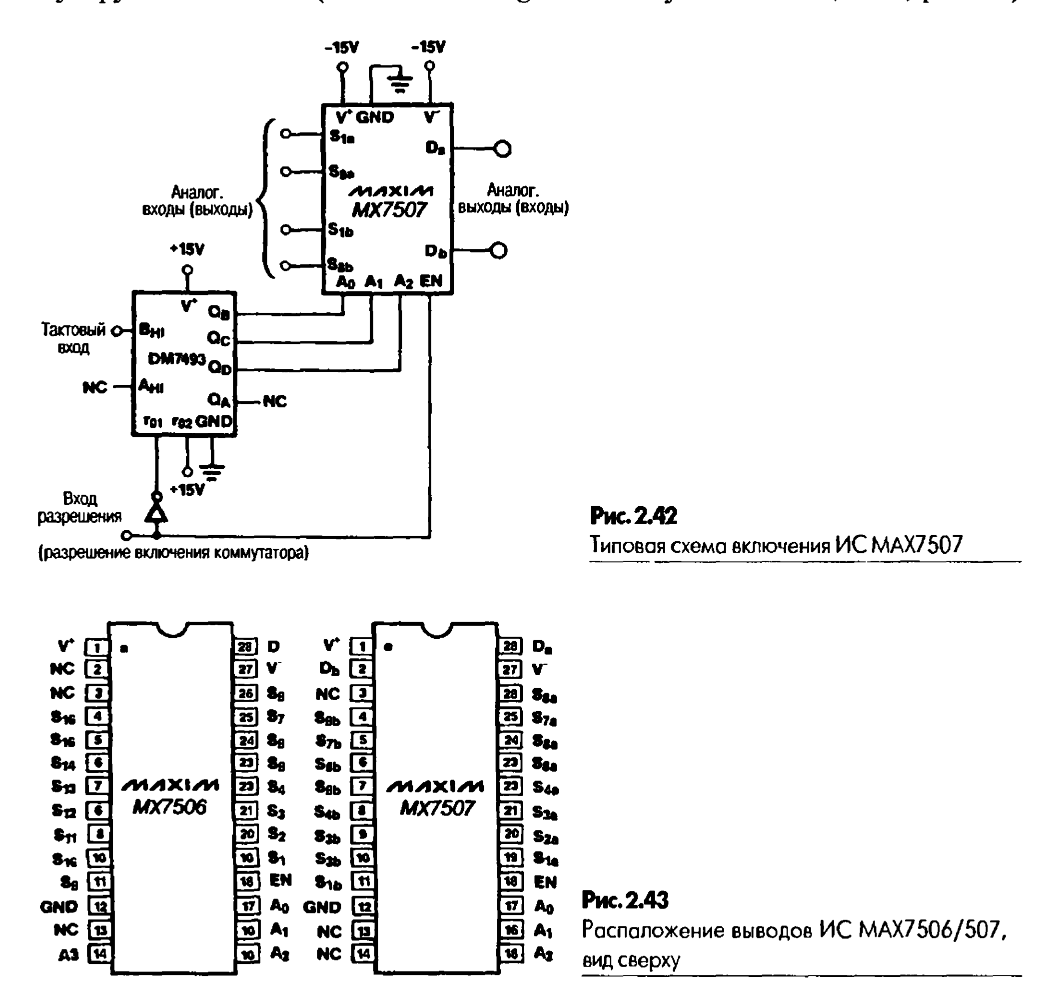


Рис. 2.42
Типовая схема включения ИС MAX7507

Рис. 2.43
Расположение выводов ИС MAX7506/507, вид сверху

2.3.10. Схема выборки-хранения

На рис. 2.44 и 2.45 показаны ИС IH5040 – IH5045/47 в типовой схеме выборки-хранения и назначение выводов одноканального ключа IH5040-SPST (Single-pole, Single-throw – однополюсный переключатель на одно направление). Эти КМОП схемы общего применения обеспечивают выборку и хранение аналогового сигнала при токе утечки менее 1 нА и токе потребления в состоянии покоя менее 1 мкА. Причем на рис. 2.44 показан оптимальный вариант построения схемы

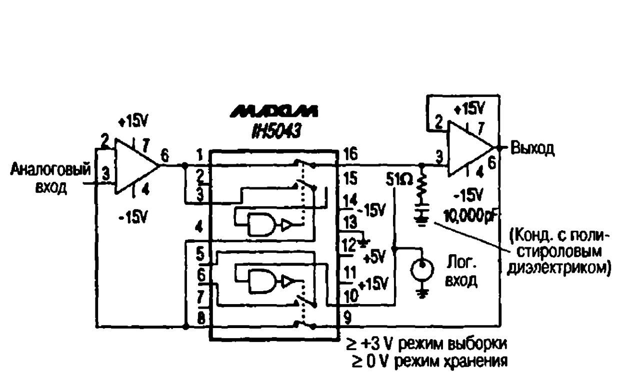


Рис. 2.44. Типовая схема применения ИС IH5043

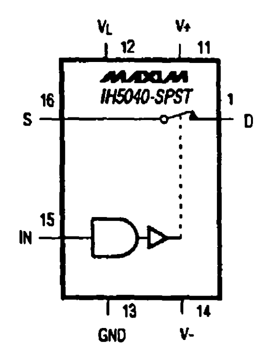


Рис. 2.45. Назначение выводов и схема управления ключом в ИС IH5040-SPST

выборки-хранения на базе ИС IH5043. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 1-153.)

2.3.11. Восьмиканальный переключатель с управлением по последовательному интерфейсу

На рис. 2.46, 2.47 и в табл. 2.12 представлены соответственно функциональная схема ИС MAX335, расположение ее выводов и их назначение. На рис. 2.48 приведены временные диаграммы переключения каналов, а на рис. 2.49 – временные диаграммы работы микросхемы при использовании последовательного трехпроводного интерфейса. В табл. 2.13 даны коды переключения каналов, используемые последовательным интерфейсом. В этой микросхеме имеется 8 однополюсных независимо управляемых двунаправленных ключей, у которых сопротивление открытого канала (равное примерно 100 Ом) остается постоянным во всем диапазоне амплитуд входного аналогового сигнала. Все ключи нормально работают при напряжении питания от ±4,5 до ±20 В и передают аналоговые сигналы в обоих направлениях. При включении питания ключи остаются в закрытом состоянии, а все последовательные и параллельные внутренние регистры сбрасываются в нулевое состояние. Микросхема эквивалентна двум счетверенным ключам DG211, но управляется сигналами по последовательному интерфейсу, который совместим как со схемами Motorola SPI (рис. 2.50), так и со схемами Microwave (рис. 2.51). Соединение D_{OUT}–MISO необязательно (может использоваться для организации эхо-канала). Работая подобно регистру сдвига, ИС осуществляет прием данных на входе D_{IN} по фронту тактовых импульсов (SCLK). Наличие выхода регистра сдвига (D_{OUT}) позволяет объединять несколько микросхем MAX335 либо в последовательную цепь (рис. 2.52), либо в группу параллельно адресуемых ключей, присоединяемых к общей шине последовательного интерфейса (рис. 2.53). В описываемых схемах выбросы на аналоговых выходах от переходных процессов при цифровом управлении переключением каналов обычно не превышают 10 мВ (от пика до пика) при емкости нагрузки в каналах до 100 пФ. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 1-59, 1-64, 1-65, 1-66, 1-67, 1-68.)

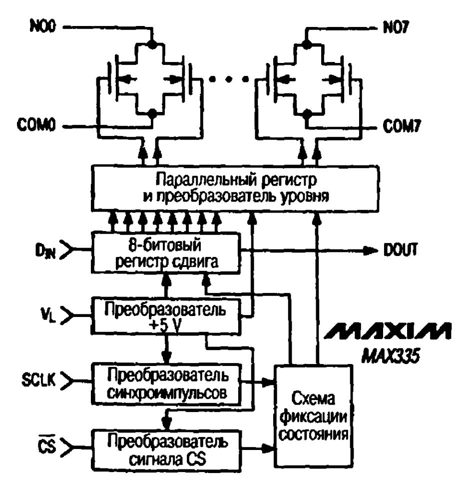


Рис. 2.46. Функциональная схема ИС MAX335

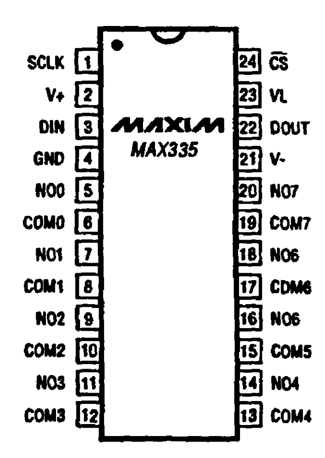


Рис. 2.47. Расположение выводов ИС MAX335 (корпус DIP/SO), вид сверху

Таблица 2.12. Назначение выводов ИС MAX335

Вывод	Обозначение	Назначение
1	SCLK	Вход синхросигнала
2	V+	Напряжение питания положительной полярности
3	DIN	Вход последовательного кода
4	GND	«Земля»
5	NO0	Ключ 0
6	COM0	Ключ 0
7	NO1	Ключ 1
8	COM1	Ключ 1
9	NO2	Ключ 2
10	COM2	Ключ 2
11	NO3	Ключ 3
12	COM3	Ключ 3
13	COM4	Ключ 4
14	NO4	Ключ 4
15	COM5	Ключ 5
16	NO5	Ключ 5
17	COM6	Ключ 6
18	NO6	Ключ 6
19	COM7	Ключ 7
20	NO7	Ключ 7
21	V–	Напряжение питания отрицательной полярности
22	DOUT	Выход последовательного кода
23	VL	Питание логики/сброс
24	CS	Выбор ИС

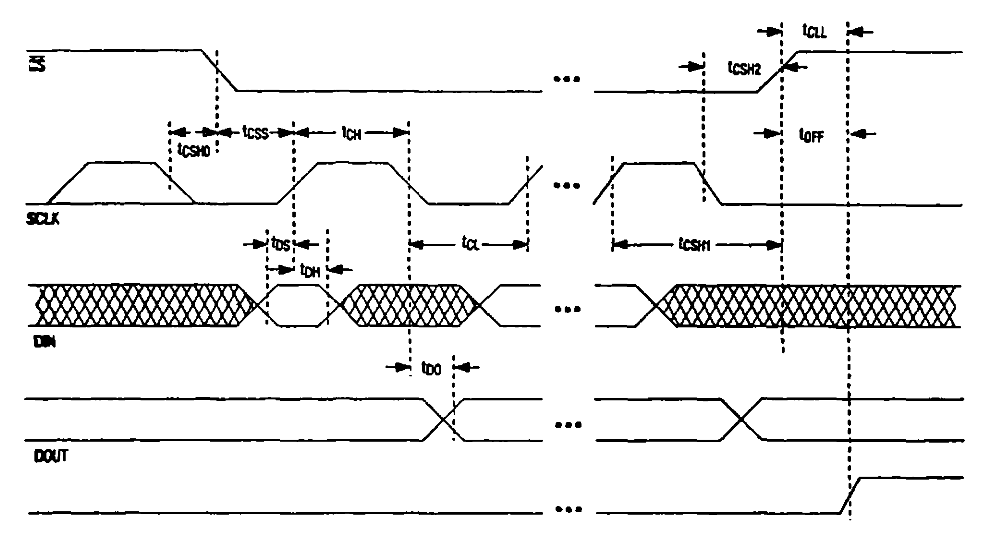


Рис. 2.48. Временные диаграммы переключения каналов ИС MAX335

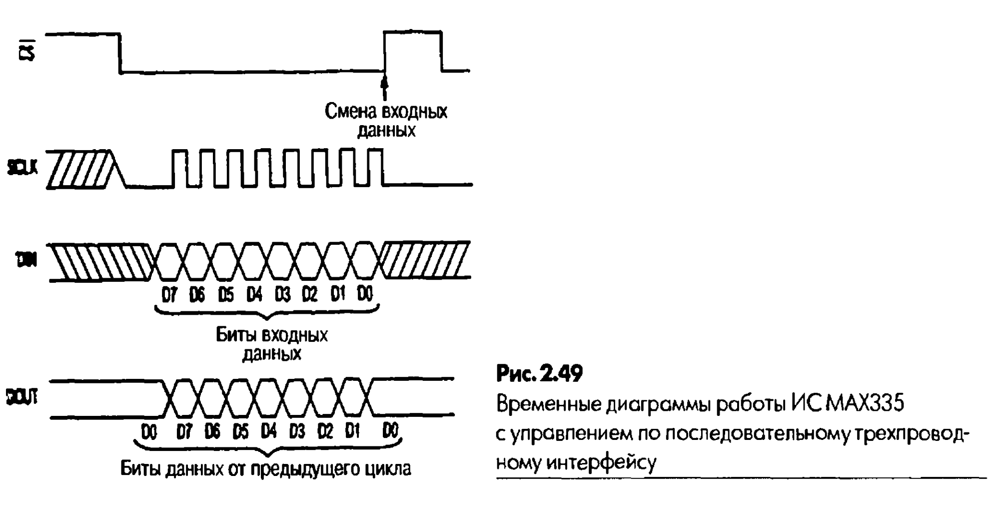


Рис. 2.49
Временные диаграммы работы ИС MAX335 с управлением по последовательному трехпроводному интерфейсу

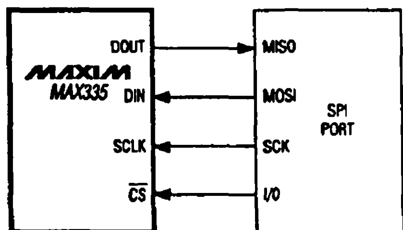


Рис. 2.50. Схема соединения входов управления ИС MAX335 с шиной SPI-порта фирмы Motorola

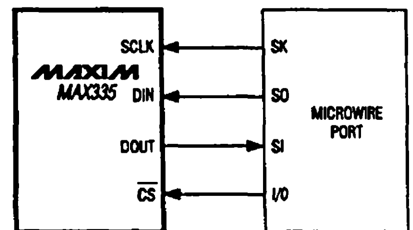


Рис. 2.51. Схема соединения входов управления ИС MAX335 с шиной порта Microwire

Таблица 2.13. Коды переключения каналов, используемые последовательным интерфейсом ИС MAX335

Значения разрядов последовательного кода D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Состояние ключей (каналов)
0	X	X	X	X	X	X	X	Ключ 7 разомкнут (выключен)
1	X	X	X	X	X	X	X	Ключ 7 замкнут (включен)
X	0	X	X	X	X	X	X	Ключ 6 разомкнут
X	1	X	X	X	X	X	X	Ключ 6 замкнут
X	X	0	X	X	X	X	X	Ключ 5 разомкнут
X	X	1	X	X	X	X	X	Ключ 5 замкнут
X	X	X	0	X	X	X	X	Ключ 4 разомкнут
X	X	X	1	X	X	X	X	Ключ 4 замкнут
X	X	X	X	0	X	X	X	Ключ 3 разомкнут
X	X	X	X	1	X	X	X	Ключ 3 замкнут
X	X	X	X	X	0	X	X	Ключ 2 разомкнут
X	X	X	X	X	1	X	X	Ключ 2 замкнут
X	X	X	X	X	X	0	X	Ключ 1 разомкнут
X	X	X	X	X	X	1	X	Ключ 1 замкнут
X	X	X	X	X	X	X	0	Ключ 0 разомкнут
X	X	X	X	X	X	X	1	Ключ 0 замкнут

Примечание к табл. X – разряд может принимать любое значение.

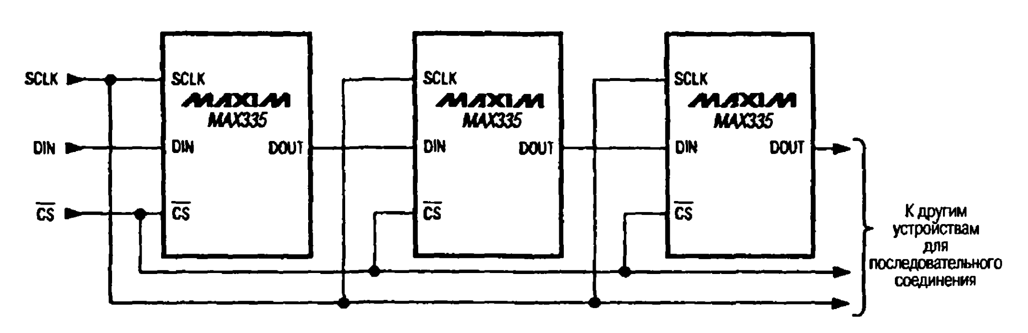


Рис. 2.52. Последовательное соединение нескольких ИС MAX335

2.3.12. Коммутатор 8×1 на ИС MAX335

Для того чтобы использовать микросхему MAX335 в качестве коммутатора 8×1, необходимо соединить между собой все стоки каналов от COM0 до COM7, тогда входами коммутатора будут входы ключей от N00 до N07. Затем нужно подать на вход DIN один импульс с амплитудой +3 В. Так как вход синхронизируется через регистр сдвига посредством тактовых импульсов SCLK, то каждый ключ включится последовательно один за другим.

2.3.13. Дифференциальный коммутатор 4×2 на ИС MAX335

Для того чтобы использовать микросхему MAX335 в качестве дифференциального коммутатора 4×2, необходимо соединить между собой стоки каналов от COM0

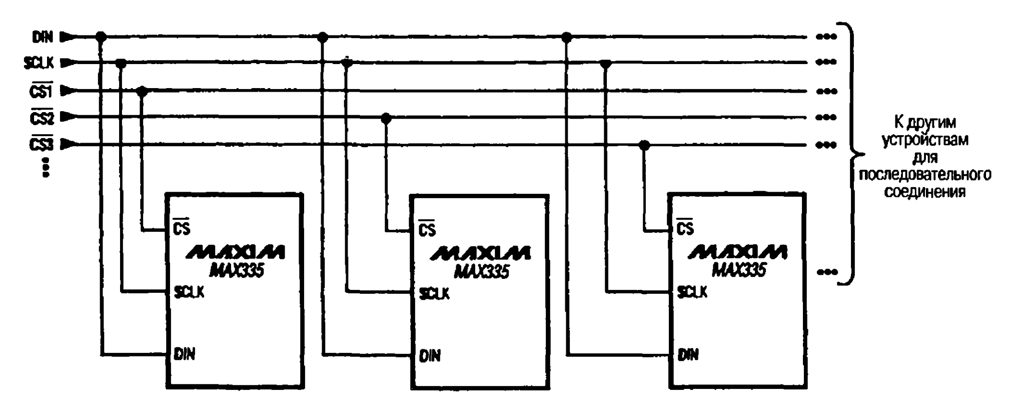


Рис. 2.53. Параллельное подключение нескольких микросхем MAX335 к общей шине трехпроводного интерфейса

по COM3, а также от COM4 по COM7. Пары дифференциальных входов схемы будут выглядеть следующим образом: (N00, N04), (N01, N05), (N02, N06) и (N03, N07). На рис. 2.54 показано, как управлять последовательным входом DIN, чтобы на каждом такте включалась очередная пара ключей для передачи дифференциального сигнала. При этом сигнал $\overline{CS}$ выбора кристалла удерживается в состоянии логического 0 в течение четырех тактовых импульсов. Первый тактовый импульс каждой четверки задает момент включения пятого ключа, а второй импульс – момент включения первого. Перед началом очередного цикла опроса сигнал $\overline{CS}$ переходит в состояние логической 1 и все ключи запираются. Затем он возвращается в состояние логического 0, давая возможность очередной четверке тактовых импульсов SCLK переключать дифференциальные пары ключей (S1, S5 и т.д.), после чего снова переходит в состояние логической 1 и т.д.

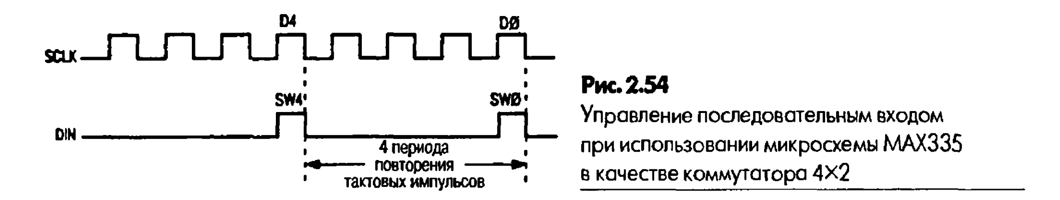


Рис. 2.54 Управление последовательным входом при использовании микросхемы MAX335 в качестве коммутатора 4X2

2.3.14. Однополюсные переключатели на два направления на ИС MAX335

Чтобы использовать микросхему MAX355 в качестве однополюсного переключателя на два направления (SPDT), соедините вывод COM0 с N01, после чего выводы N00 и COM1 станут входами, а выводы COM0 и N01 – общим выходом. Таким образом, в каждой ИС может быть сформировано до четырех однополюсных переключателей на два направления. Дальнейшее увеличение числа переключателей достигается путем последовательного соединения нескольких микросхем MAX355. На рис. 2.55 приведена временная диаграмма сигналов последовательного управления



Рис. 2.55. Управление последовательным входом при работе ключей микросхемы MAX335 в качестве однополюсных двунаправленных переключателей

работой ключей микросхемы MAX335 в качестве однополюсных переключателей на два направления. Сигнал $\overline{CS}$ выбора кристалла удерживается на низком уровне в процессе последовательной выборки ключей, затем переходит на высокий уровень на время обновления данных на аналоговых входах, после чего вновь возвращается на низкий уровень в период поступления очередных тактовых импульсов и далее по циклу.

2.3.15. ИС защиты многоканальных линий передачи сигналов с ключами повышенной надежности

На рис. 2.56 и 2.57 показаны типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX366, а на рис. 2.58 – расположение выводов ИС MAX367. Эти микросхемы содержат определенное число защитных двухполюсников. Каждый из них,

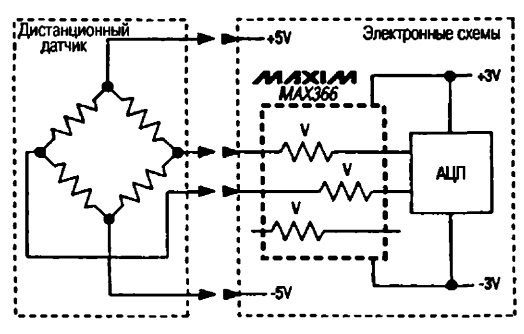


Рис. 2.56. Типовая схема включения ИС MAX366

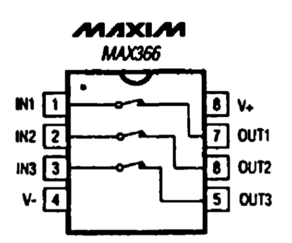


Рис. 2.57. Расположение выводов ИС MAX366 (корпус DIP/SO), вид сверху

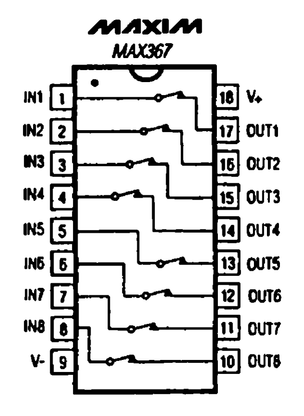


Рис. 2.58. Расположение выводов ИС MAX367 (корпус DIP/SO), вид сверху

включенный последовательно в линию передачи сигнала, обеспечивает предохранение чувствительных компонентов схемы от повреждений входным напряжением, превышающим уровень номинального напряжения питания. Микросхемы используются в интерфейсах между чувствительными схемами и внешними устройствами, где могут формироваться опасные выбросы напряжения (до ±35 В сверх номинального значения) во время включения, выключения или аварийного состояния источника питания. Кроме того, такие ИС могут применяться для защиты как цифровых, так и аналоговых цепей при использовании однополярных (5–44 В) или двуполярных (от ±5 до ±22 В) источников питания. Рассматриваемые ИС фактически представляют собой защитные ключи, всегда находящиеся в рабочем состоянии при подаче напряжения питания. Сопротивление такого ключа в открытом

состоянии не превышает 100 Ом (максимально), ток утечки – менее 1 нА при температуре +25 °С. Если напряжение сигнала достигает или превышает уровень, установленный на 1,5 В ниже напряжения питания, а также в случае отключения питания сопротивление защитной цепи резко возрастает, фактически размыкая сигнальную цепь. Это обеспечивает малый ток в сигнальной цепи даже при аварийном состоянии внешнего источника сигнала. Защитная часть ИС обеспечивает требуемую полярность сигнала и удерживает его на 1,5 В ниже уровня напряжения питания. Эти схемы не создают даже кратковременных выбросов в сигнальных цепях при смене полярности питания и возникновении аварийных ситуаций. Кроме того, в данной ИС предусмотрена защита от электростатического разряда с потенциалом более 2 кВ. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 1-109, 1-110.)

3. СХЕМЫ ИНТЕРФЕЙСА

В этой главе рассмотрены устройства и применяемые в них интегральные схемы (передатчики, приемники и приемопередатчики), выполняющие функции сопряжения цифровых устройств с внешней аппаратурой. Существует мнение о том, что единственная задача при выборе схемы сопряжения – это поиск интерфейсной ИС с необходимым количеством каналов. Однако есть и другие проблемы, влияющие на работу системы в целом. Им и посвящена эта глава.

3.1. Длина кабеля

В старом стандарте на интерфейс RS-232C максимальная длина кабеля ограничена 50 футами[1]. Более поздний стандарт EIA-232D требует, чтобы емкость кабеля не превышала 2500 пФ. Такое изменение параметров (от длины кабеля к его емкостным характеристикам) вызвано одной из особенностей интерфейса RS-232C. Этот стандарт не только не учитывает емкостные свойства кабеля, но и устанавливает ограничение на его длину, что часто не принимается во внимание разработчиками.

Стандарт EIA-232D учитывает длину кабеля косвенно, через емкость нагрузки, не оговаривая прямо его максимальную протяженность. Так как удельная емкость кабеля может меняться от 12 пФ/фут для простой витой пары до 30 пФ/фут для малошумящего экранированного кабеля, при определении максимальной длины линии связи имеется некоторая неопределенность.

Емкость кабеля имеет большое значение во время передачи сигналов переменного тока. При ее возрастании от передатчика требуется увеличение амплитуды передаваемого тока, что, в свою очередь, приводит к росту среднего значения тока потребления при данной скорости передачи сигналов (см. рис. 3.1). К тому же комплексное сопротивление кабеля и выходное комплексное сопротивление передатчика образуют делитель переменного тока. И чем выше емкость кабеля, тем ниже его комплексное сопротивление и, следовательно, меньше амплитуда сигнала

[1] 1 фут = 304,8 мм. – *Прим. научн. ред.*

на выходе передатчика (см. рис. 3.2). Такие потери сигнала становятся существенной проблемой, если значение напряжения на приемном конце падает ниже уровня 5 В, минимально допустимого для нормальной работы большинства цифровых устройств.

Наконец, емкость кабеля ограничивает максимальную скорость нарастания (спада) выходного напряжения передатчика сигналов (см. рис. 3.3). Этот параметр пределяет время переключения между уровнями сигналов +3 и –3 В (более подробно он рассматривается в главе 6). В соответствии с Рекомендацией МККТТ V.28, а также стандартами RS-232C и EIA-232D время переключения ограничивает максимальную скорость передачи данных (см. табл. 3.1).

Простейший способ определения максимально допустимой длины кабеля для интерфейсной (по EIA-232D) ИС приемопередатчика – разделить предельно допустимую емкость нагрузки (в соответствии со стандартом – 2500 пФ) на значение удельной емкости применяемого кабеля. Затем, если длина реального кабеля превышает это расчетное значение, следует проверить качество работы при подключенном кабеле и убедиться, что приемопередатчик функционирует в заданном режиме и обеспечивает максимальную (в соответствии со стандартом) скорость передачи данных.

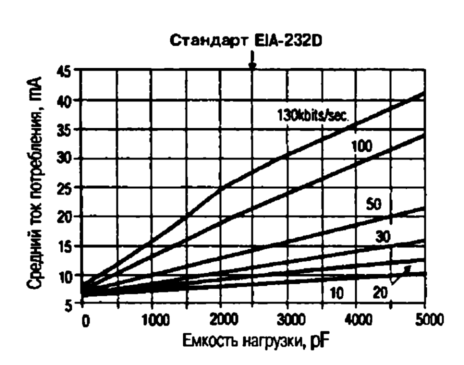


Рис. 3.1. Зависимость тока потребления MAX220 от емкости нагрузки при работе двух передатчиков

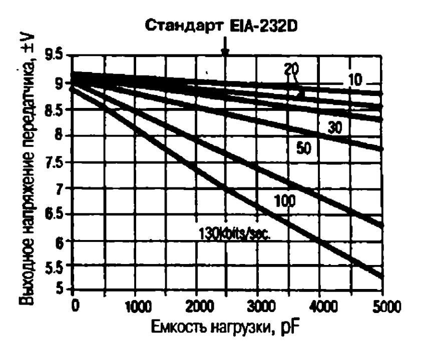


Рис. 3.2. Зависимость выходного напряжения MAX220 от емкости нагрузки при работе двух передатчиков

Таблица 3.1. Сравнение максимально допустимого времени переключения для стандартов RS-232C, EIA-232D и Рекомендации МККТТ V.28

	RS-232C	EIA-232D	МККТТ V.28
Максимальная скорость нарастания напряжения	30 В/мкс	30 В/мкс	30 В/мкс
Макс. время переключения при скорости передачи:			
< 40 бит/с	1 мс	1 мс	–
< 30 бит/с (только для V.28)	–	–	1 мс
от 40 бит/с до 8 Кбит/с	4% межбитового интервала	4% межбитового интервала	3% межбитового интервала
> 8 Кбит/с	4% межбитового интервала	5 мкс	3% межбитового интервала

На рис. 3.4 видно, что можно повысить скорость передачи данных по сравнению с указанной в стандартах (см. табл. 3.1). Увеличение длины кабеля ведет к росту емкости линии и возрастанию времени переключения сигнала, что ограничивает, таким образом, скорость передачи данных. Тем не менее вы можете заметно увеличить длину кабеля и скорость передачи данных по сравнению с ограничениями, установленными стандартом EIA-232D.

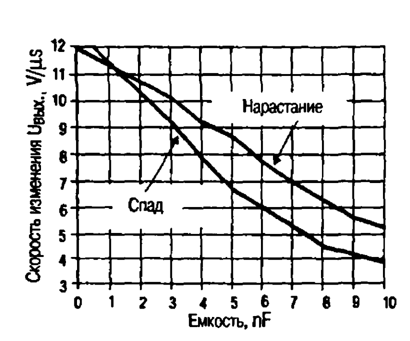


Рис. 3.3. Зависимость скорости нарастания выходного напряжения от емкости нагрузки для MAX220/232A/233A/242/243

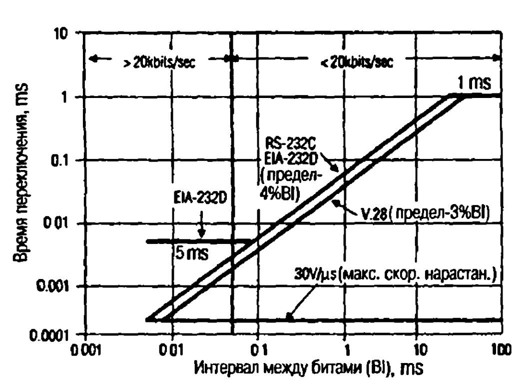


Рис. 3.4. Зависимость максимально допустимого времени переключения от интервала между битами для стандартов RS-232C, EIA-232D и Рекомендации МККТТ V.28

3.2. Снижение потребляемой мощности и режим отключения

Различные виды портативного оборудования – от считывателей штрихового кода до подводных регистраторов данных – используют линии связи по стандарту EIA-232D. Минимальный уровень энергопотребления – одно из основных требований к изделиям такого рода, так как большинство портативных устройств имеет батарейное питание. Снижение потребляемой мощности приемопередатчиками, использующими интерфейс EIA-232D, становится важным фактором, так как по мере уменьшения тока потребления в микросхемах КМОП расход энергии в схемах интерфейса составляет существенную часть от общего уровня энергопотребления (схемы на элементах КМОП применяются в большинстве портативных устройств из-за пониженной потребляемой мощности по сравнению с биполярными структурами).

Очевидный способ снижения уровня энергопотребления – отключить все или часть устройства при появлении такой возможности. Однако в некоторых случаях линии трансляции сигнала должны постоянно находиться в активном режиме. Тогда необходимо выбирать приемопередающие схемы с минимальным потреблением тока в состоянии покоя. В тех случаях, когда работа происходит с прерыванием и входные цепи могут периодически отключаться, следует применять приемопередатчики с минимальным током в режиме отключения.

Для сравнения на рис. 3.5 показаны уровни потребления энергии различными интерфейсными ИС фирмы Maxim. Хотя токи потребления микросхем MAX222/242

и MAX232A/233A/243 в непрерывном режиме одинаковы (13,5 мА), в режиме прерывания среднее значение тока, потребляемого ИС MAX222/242, меньше для любого рабочего цикла (соотношение времени передачи и времени отключения), о чем свидетельствует наклонная линия. С другой стороны, ИС MAX220, у которой нет режима отключения, имеет преимущество перед ИС MAX222/242, когда передача данных занимает более двух третей (67%) времени рабочего цикла (что демонстрирует вертикальная пунктирная линия). При этом необходимо учитывать, что сравнение указанных уровней потребления энергии ограничено скоростью 40 Кбит/с, которая предельна для MAX220. Итак, при выборе схем интерфейса по стандарту EIA-232D, принимая во внимание снижение потребления энергии, необходимо учитывать конкретное применение и соотношение времени передачи и времени отключения. Так, например, ИС MAX220 имеет ток покоя 0,5 мА, а ИС MAX222/242 – ток потребления 1 мкА в режиме отключения.

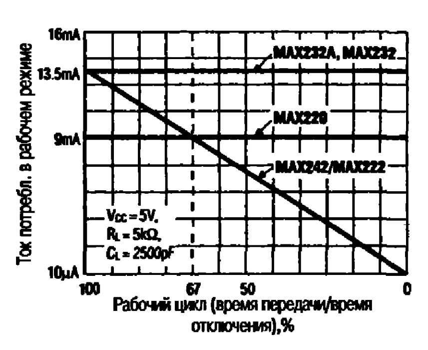


Рис. 3.5. Токи потребления ИС фирмы Maxim

3.3. Гальваническая развязка линий передач

Обычно в телекоммуникационных системах для защиты сети от последствий вмешательства пользователей при некорректном подключении применяется гальваническая развязка линий передачи данных. Этот же способ используется для защиты оборудования при отказах в работе аппаратной части в линиях с интерфейсом EIA-232D, связывающих, например, медицинскую аппаратуру, осуществляющую наблюдение за состоянием пациента, регистраторы данных и управляющие ЭВМ. Причем гальваническая развязка не только обеспечивает безопасность, но и способна улучшить характеристики системы в целом.

Так, на линии, связывающие по интерфейсу EIA-232D компьютер в одном здании и терминалы в другом, могут влиять шумы токов заземления, возникающие из-за разницы потенциалов точек заземления зданий (что чаще всего и бывает). Эту проблему может решить гальваническая развязка с напряжением изоляции 100 В. Иногда при размещении устройств в промышленной зоне требуется гальваническая развязка с напряжением изоляции 1500 В и более.

Передача цифровых данных по линиям с гальванической развязкой обычно связана с применением трансформаторов и оптронов (см. рис. 3.6а). Трансформатор обеспечивает подачу питания на другую сторону изолирующего барьера, а оптроны – передачу данных через барьер. Однако при этом возникают некоторые проблемы. Светодиоды оптронов (особенно высокоскоростных) требуют большего тока, чем могут обеспечить обычные логические схемы. В результате приходится подключать выходы ИС параллельно или добавлять буферные ИС. Кроме того, изолированный источник питания должен быть довольно большим, так как стандартным микросхемам интерфейса EIA-232D необходимо, кроме подачи напряжения питания +5 В, еще и ±12 В.

Один из вариантов решения этих проблем – применение комплектов интерфейсных ИС MAX250/251 (рис. 3.6а). Эти микросхемы содержат два передатчика EIA-232D и соответственно два приемника, схему для получения изолированных питающих напряжений из основного (неизолированного) источника питания +5 В и цепи сопряжения с внешними оптронами для приема/передачи сигналов.

Остается только обеспечить подачу питания, установить изолирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1 и несколько пассивных элементов, чтобы организовать двойной приемопередающий порт по стандарту EIA-232D с гальванической развязкой.

Альтернативное решение – применение только одной ИС для организации интерфейса, например MAX252 (рис. 3.6б). Здесь все необходимые элементы интерфейса размещены в стандартном 40-выводном корпусе DIP, кроме того, ИС обеспечивает гальваническую развязку линии передачи с напряжением изоляции 1500 В.

3.4. Сравнение стандартов на интерфейсы

В табл. 3.2 представлены сравнительные характеристики интерфейсов по стандартам EIA-232D, EIA-423A, EIA-422A, RS-485.

Таблица 3.2. Сравнительные характеристики интерфейсов

	EIA-232D	EIA-423A	EIA-422A	RS-485
Режим работы	Передача данных между двумя устройствами	Передача данных между двумя устройствами	Передача данных между несколькими устройствами	Передача данных между несколькими устройствами
Допустимое количество передатчиков и приемников на линию передачи данных	1 передатчик, 1 приемник	1 передатчик, 1 приемник	1 передатчик, 10 приемников	32 передатчика, 32 приемника
Максимальная длина кабеля	Зависит от нагрузки	4000 футов	4000 футов	4000 футов
Максимальная скорость передачи данных	20 Кбит/с	100 Кбит/с	10 Мбит/с	10 Мбит/с
Диапазон выходного сигнала нагруженного передатчика:				
минимальный	±5 В	±3,6 В	±2 В	±1,5 В
максимальный	±15 В	±5,4 В	±5 В	±5 В
Максимальный ток короткого замыкания передатчика	500 мА	150 мА	150 мА	250 мА
Нагрузочное сопротиаление передатчика	3–7 кОм	450 Ом	100 Ом	54 Ом
Мгновенное значение скорости нарастания напряжения	< 30 В/мкс	–	–	–
Чувствительность входа приемника	±3 В	±200 мВ	±200 мВ	±200 мВ
Минимальное входное сопротивление приемника	3–7 кОм	4 кОм	4 кОм	12 кОм
Диапазон входного сигнала приемника	±25 В	±12 В	±7 В	От –7 до +12 В

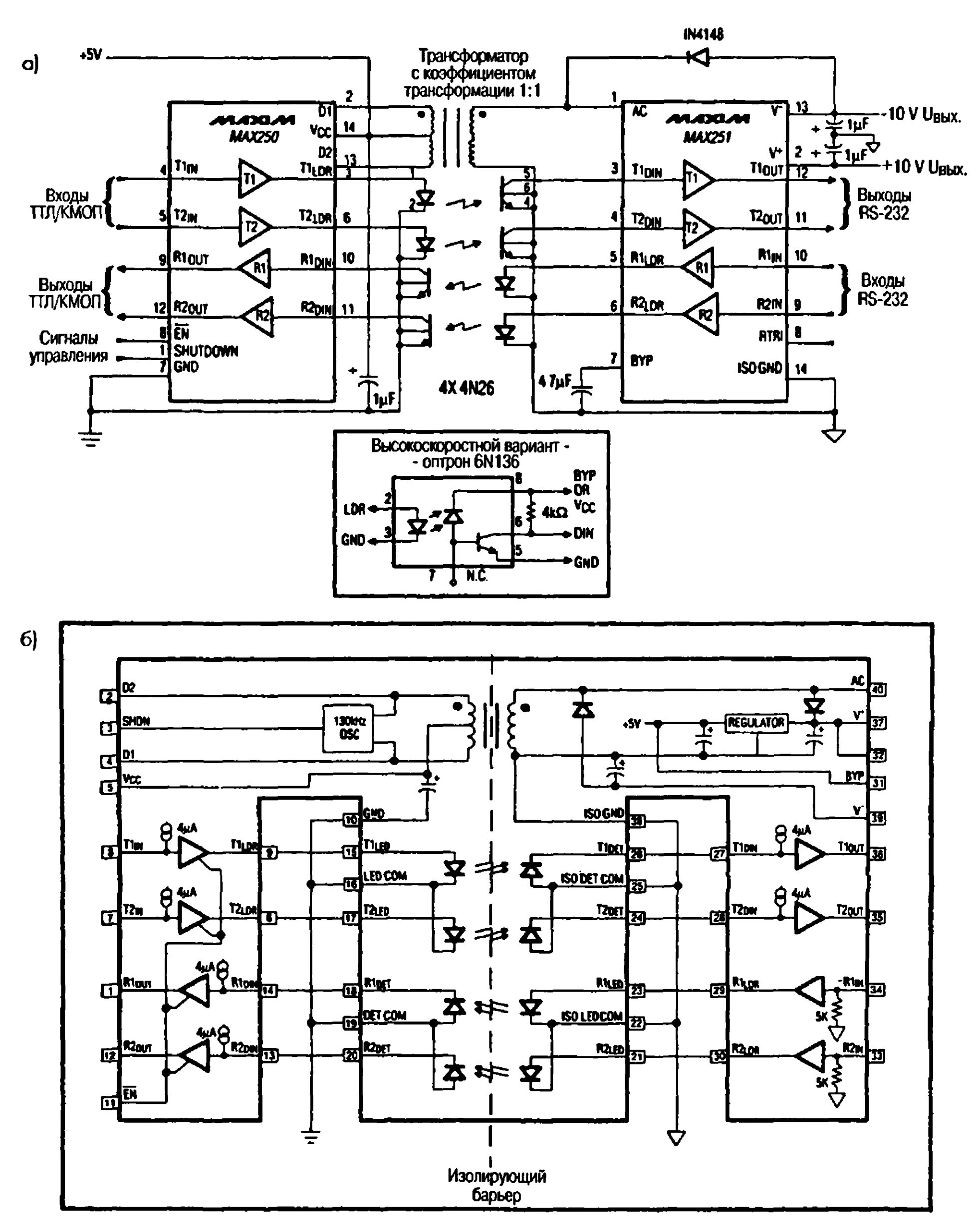


Рис. 3.6. Организация интерфейса по стандарту EIA-232D с гальванической развязкой: а) применение комплектов интерфейсных ИС MAX250/251; б) структурная схема ИС MAX252

3.5. Проверка и поиск неисправностей интерфейсных ИС

Наиболее удобный способ контроля работоспособности интерфейсных ИС в действующих устройствах – проверка выполнения ими основных функций. Если ИС не может их выполнить, значит, она неисправна. Конечно, предполагается, что вы

проверили все напряжения, поступающие на схему, и правильность подключения заземления (как указано в главе 1), а также убедились в исправности внешних компонентов (особенно проводных соединений!). После контроля работоспособности проверяются все необходимые характеристики ИС. В следующих разделах описаны наиболее важные параметры интерфейсных ИС.

3.6. Проверка работоспособности

На рис. 3.7 и 3.8 показаны типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX220. Эта микросхема обеспечивает интерфейс по стандарту EIA-232D (передатчик/приемник) и имеет напряжение питания +5 В. Она подходит для использования в системах, разработанных в соответствии с Рекомендациями V.28/V.24. Чтобы проверить работоспособность ИС, сравните формы сигналов на входах и выходах всех четырех каналов. Теоретически они должны быть идентичны, за исключением возможных задержек. На рис. 3.9 и 3.10 показаны примеры определения задержки сигналов для передатчиков и приемников. Например, для приемника ИС MAX220 они обычно составляют 0,6 мкс (максимум 3 мкс), для передатчика – 4 мкс (максимум 10 мкс).

Если в одном или нескольких (но не во всех) каналах выходной сигнал отсутствует, искажен или имеет чрезмерную задержку, возможно, ИС неисправна. Если сигналы не соответствуют норме на выходах всех четырех каналов и на 16-м выводе имеется напряжение +5 В, проверьте все четыре конденсатора (с C1 по C4). Они используются в схемах удвоения и инвертирования напряжения питания ИС. Если конденсаторы исправны, напряжение питания +5 В подведено к ИС, но сигналы на выходе одного или всех каналов не соответствуют норме, то, скорее всего, неисправна микросхема.

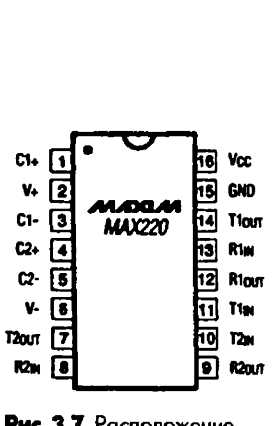


Рис. 3.7. Расположение выводов ИС MAX220 (корпус DIP/SO), вид сверху

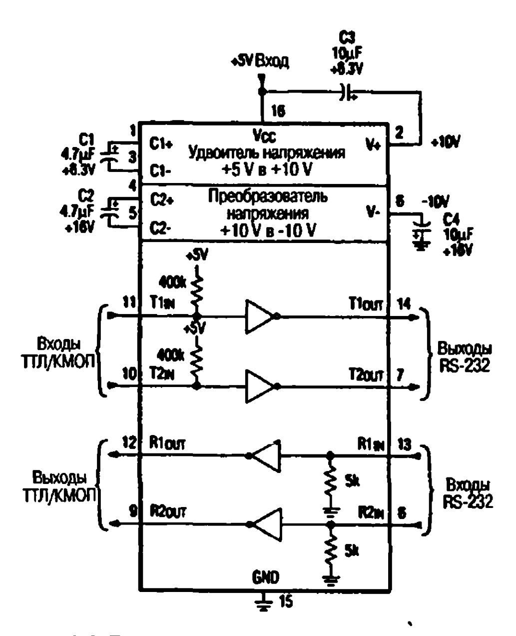


Рис. 3.8. Типовая схема включения ИС MAX220

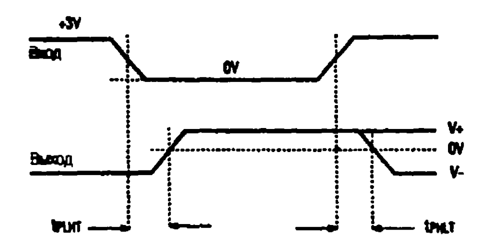


Рис. 3.9. Определение задержки сигнала ·ередатчика

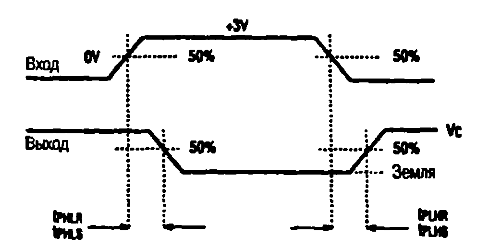


Рис. 3.10. Определение задержки сигнала приемника

3.6.1. Проверка работы в режимах разрешения/запрета и отключения

рис. 3.11 и 3.12 показаны типовая схема включения и расположение выводов С MAX242. Эта микросхема подобна ИС MAX220. Однако отличается возжностью разрешения или запрещения работы приемных каналов, а также полноотключения всех четырех каналов при помощи внешних сигналов. На рис. 3.13 3.14 представлены схемы проверки режимов разрешения/запрета (для приемх каналов) и отключения (для передающих каналов), а также формы соответующих сигналов.

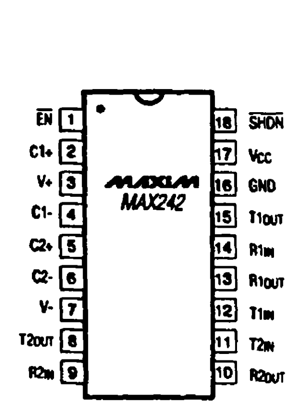


Рис. 3.11. Расположение выводов ИС MAX242 (корпус DIP/SO), вид сверху

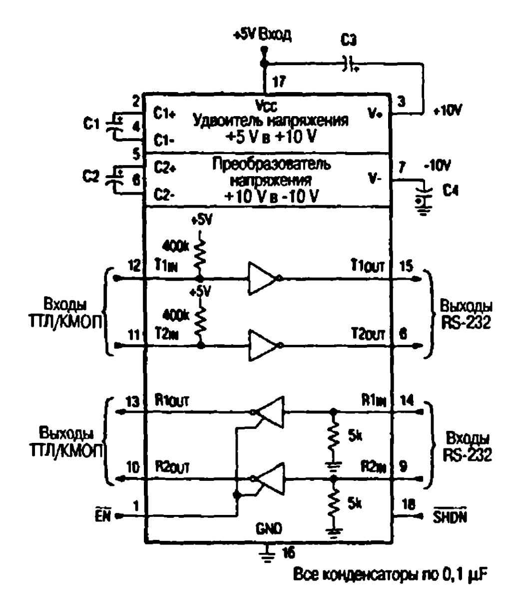


Рис. 3.12. Типовая схема включения ИС MAX242

3.6.2. Проверка тока потребления в режиме отключения

На рис. 3.15 показана схема проверки тока потребления в режиме отключения для ИС MAX230/35/36. В данном случае этот ток измеряется на выводе V_{cc}, куда подается напряжение питания. Для рассматриваемых ИС ток потребления в режиме отключения обычно равен 1 мкА (максимум 10 мкА).

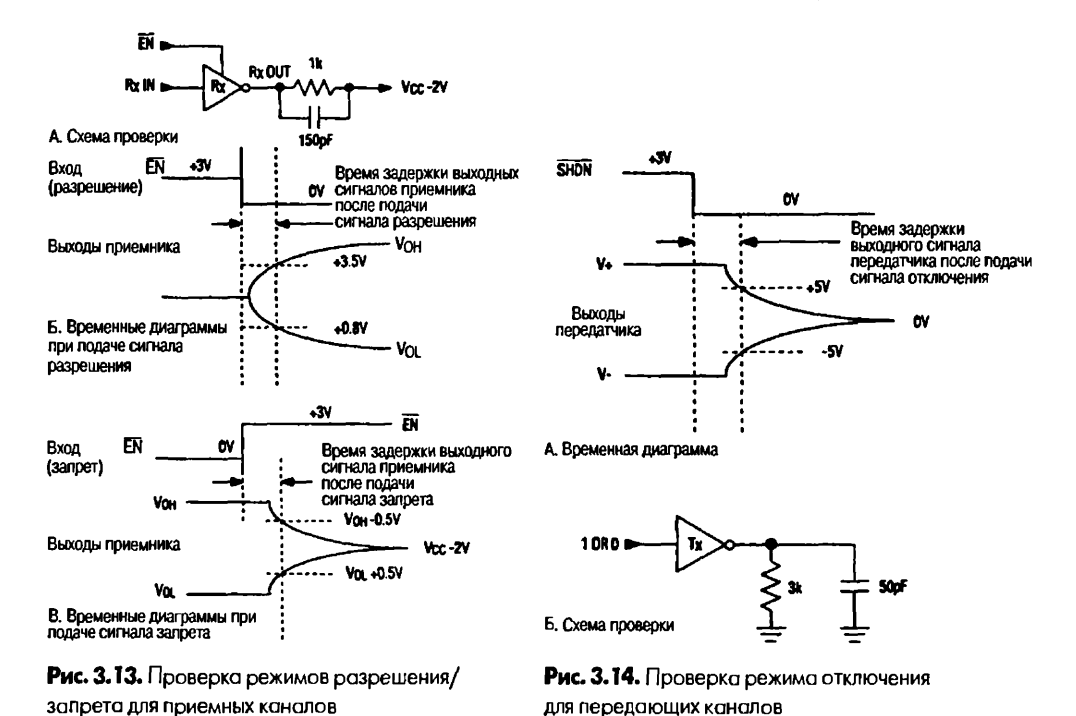


Рис. 3.13. Проверка режимов разрешения/запрета для приемных каналов

Рис. 3.14. Проверка режима отключения для передающих каналов

3.6.3. Проверка скорости нарастания выходного напряжения при переключении

На рис. 3.16 и 3.17 показаны схемы измерения скорости нарастания выходного напряжения при переключении для ИС MAX200/11/13 (о скорости нарастания выходного напряжения более подробно рассказывается в главе 6). Для рассматриваемых ИС скорость нарастания выходного напряжения обычно равна 5,5 В/мкс (максимум 30 В/мкс).

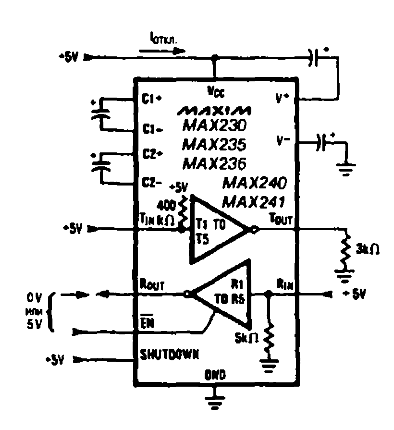


Рис. 3.15. Схема измерения тока потребления в режиме отключения

3.6.4. Проверка в режиме замкнутой петли

На рис. 3.18 приведена схема проверки ИС MAX3241 в режиме замкнутой петли ($C_1 - C_4 = 0{,}1$ мкФ). Результаты проверки для скоростей 120 и 240 Кбит/с показаны соответственно на рис. 3.19 и 3.20. Отметим, что сигнал подается на вход передатчика и формы сигналов наблюдаются как на его выходе (соединенном с входом приемника), так и на выходе приемника.

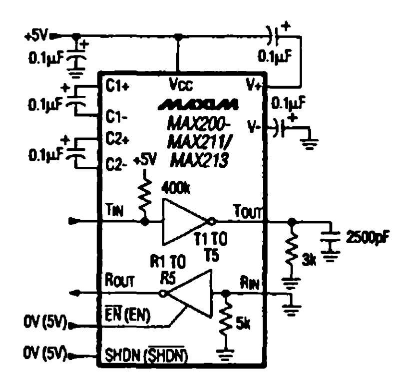


Рис. 3.16. Схема измерения минимальной скорости нарастания выходного напряжения

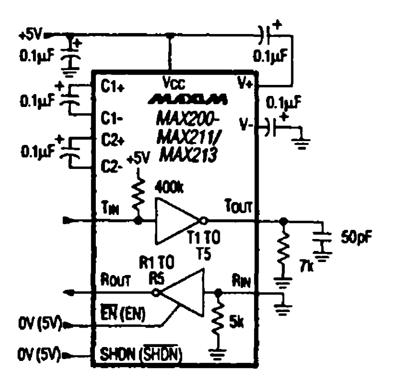


Рис. 3.17. Схема измерения максимальной скорости нарастания выходного напряжения

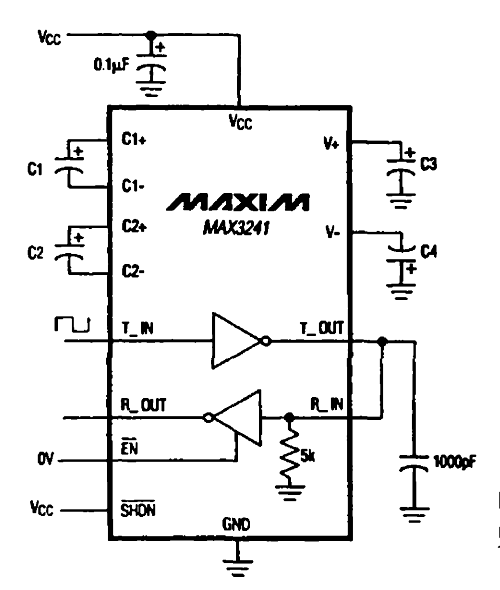


Рис. 3.18. Схема проверки ИС MAX3241 в режиме замкнутой петли

3.7. Описание интерфейсных ИС

3.7.1. Передача данных по стандарту RS-485/422 с гальванической развязкой

На рис. 3.21 приведена типовая схема включения, а в табл. 3.3 – величины внешних резисторов для ИС MAX1480A/B. Эти микросхемы представляют собой функционально законченные устройства для передачи данных по стандарту RS-485/422 с гальванической развязкой. Все необходимые элементы интерфейса (приемопередатчики, оптроны, трансформатор и др.) размещены в одном 28-выводном корпусе. В табл. 3.4 показано назначение выводов ИС MAX1480A/B, а в табл. 3.5 и 3.6 – состояние выходов при различных значениях входных и управляющих сигналов соответственно для режимов передачи и приема.

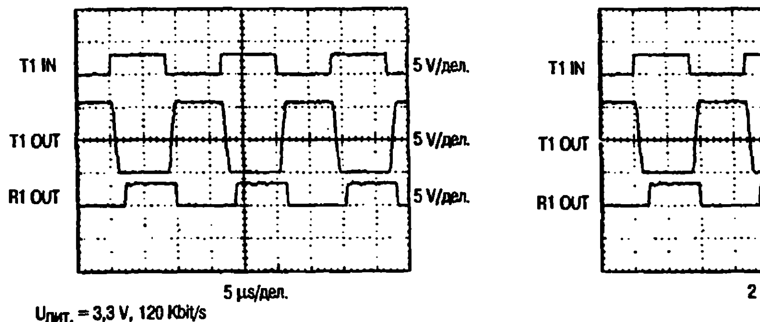


Рис. 3.19. Осциллограммы сигналов в режиме замкнутой петли при скорости передачи 120 Кбит/с

Рис. 3.20. Осциллограммы сигналов в режиме замкнутой петли при скорости передачи 240 Кбит/с

Передатчики ИС MAX1480B имеют пониженную скорость нарастания выходного напряжения, что позволяет снизить электромагнитные наводки (EMI) и уменьшить отражение сигнала из-за несогласованных на концах кабелей. Это обеспечивает уверенную передачу данных на скоростях до 250 Кбит/с. Скорость нарастания выходного напряжения ИС MAX1480A не ограничена, что позволяет осуществлять передачу данных на скоростях до 2,5 Мбит/с. Ток потребления в состоянии покоя для микросхем MAX1480A/B равен 28 мА. В режиме отключения ИС MAX1480B потребляет только 0,2 мкА. Передатчики имеют ограничение выходного тока в случае короткого замыкания на выходе, а также защищены от перегрева (при чрезмерном увеличении рассеиваемой мощности) теплочувствительной

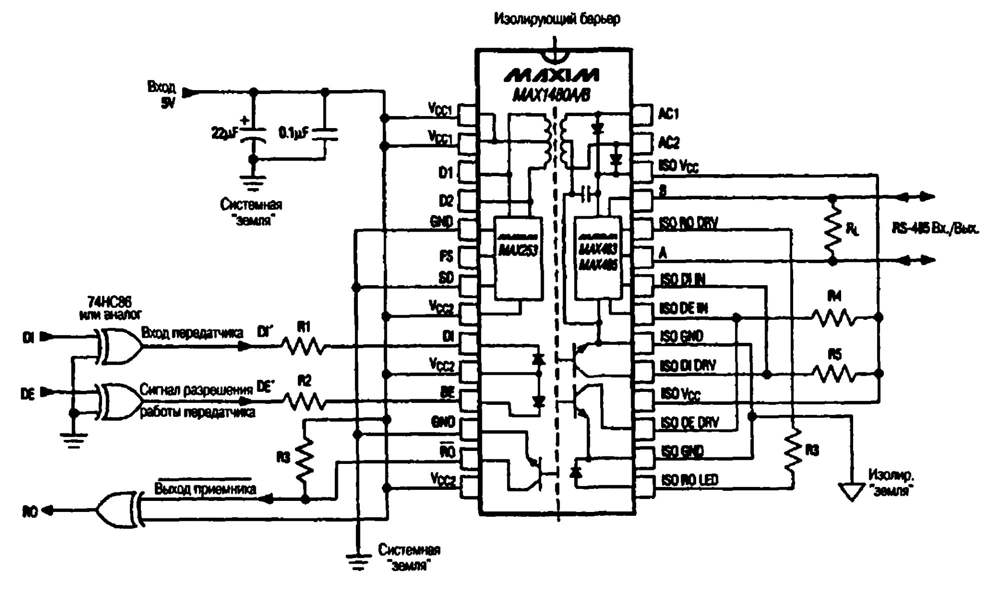


Рис. 3.21. Типовая схема включения ИС MAX1480A/B

схемой отключения. При превышении рабочей температуры эта схема переводит их выходы в высокоимпедансное состояние. Приемник выполнен так, что гарантируется состояние высокого логического уровня на выходе, если его вход не подключен. Такие микросхемы могут выдержать поданное на них напряжение со среднеквадратическим значением 1600 В в течение 1 мин (2000 В – в течение 1 с). (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-13, 2-15, 2-17.)

Таблица 3.3. Значения внешних резисторов для ИС MAX1480A/B

Тип микросхемы	R1 (Ом)	R2 (Ом)	R3 (Ом)	R4 (Ом)	R5 (Ом)	R6 (Ом)
MAX1480A	200	200	360	3 k	360	200
MAX1480B	200	510	3 k	2,2 k	3 k	200

Таблица 3.4. Назначение выводов ИС MAX1480A/B

Вывод	Обозначение	Назначение
1, 2	V_{CC1}	Напряжение питания +5 В (неизолированное). Выводы соединены внутри. Соедините с V_{CC2} для нормальной работы
8, 10, 14	V_{CC2}	Непряжение питания +5 В (неизолированное). Выводы должны быть соединены вместе (внутреннего соединения нет). Соедините с V_{CC1} для нормальной работы
3, 4	D1, D2	Имеют внутренние соединения. Оставьте эти выводы неподключенными
5, 12	GND	«Земля» (неизолированная). Выводы должны быть соединены вместе (внутренней связи нет)
6	FS	Установка частоты генератора внутреннего праобразователя напряжения. Если вывод FS соединен с V_{CC} или не подключен, то частота равна 350 кГц, если вывод FS заземлен – 200 кГц
7	SD	Вход сигнала отключения. Для нормальной работы следует заземлить. При подаче сигнала высокого логического уровня генератор преобразователя напряжения отключается
9	DI	Вход передатчика. Если на DE' высокий уровень напряжения, то низкий уровень на DI' устанааливает выход А в состояние низкого уровня, а выход В – в состояние высокого уровня. Соответственно высокий уровень на DI' устанавливает выходы А и В в состояния высокого и низкого уровня. Вывод соединен с катодом внутреннего светодиода через резистор
11	DE	Вход сигнала включения передатчика. Если на DE' – высокий уровень напряжения, выходы А и В передатчика включены; если низкий уровень – выходы передатчика находятся в состоянии высокого входного сопротивления. Когда выходы передатчика включены, ИС работает как передатчик линии связи; когда же они в состоянии высокого входного сопротивления, то микросхема может работать как приемник линии связи. Вывод соединен с катодом внутреннего светодиода через резистор
13	$\overline{RO}$	Выход приемника. Если А > В на 200 мВ, на $\overline{RO}$ установится низкий уровень непряжения, а если А < В на 200 мВ – высокий. Выход с открытым коллектором (должен иметь нагрузку, соединенную с V_{CC})
15	ISO RO LED	Изолированный вывод анода светодиода для передачи сигнала RO. Если А > В на 200 мВ, вывод ISO RO LED установится в состояние низкого уровня, а если А < В на 200 мВ – высокого. Сигнал управления подается на анод внутреннего светодиода чераз разистор
16, 20	ISO GND	Изолированная «земля». Выводы должны быть соединены вместе (внутренней связи нет)

Таблица 3.4. Назначение выводов ИС MAX1480A/B (окончание)

Вывод	Обозначение	Назначение
17	ISO DE DRV	Изолированный выход сигнала DE. Если на DE' – высокий уровень напряжения, выходы A и B передатчика включены; если низкий уровень – выходы передатчика находятся в состоянии высокого аходного сопротиаления. Когда выходы передатчика включены, то ИС функционирует как передатчик линии связи; когда же они в состоянии высокого входного сопротивления, то микросхема может работать как приемник линии связи. Выход с открытым коллектором (должен иметь нагрузку, подключенную к ISO V_{CC}); для нормальной работы его необходимо соединить с выводом ISO DE IN
18, 26	ISO V_{CC}	Изолированное напряжение питания. Выводы должны быть соединены вместе (внутреннего соединения нет)
19	ISO DI DRV	Изолированный выход сигнала DI. Если на DE' – высокий уровень напряжения, то низкий уровень на DI' устанавливает выход A в состояние низкого уровня, а выход B – в состояние высокого уровня. Соответственно высокий уровень на DI' устанавливает выходы A и B в состояния высокого и низкого уровня. Выход с открытым коллектором (должен иметь нагрузку, подключенную к ISO V_{CC}); для нормальной работы его необходимо соединить с выводом ISO DI IN
21	ISO DE IN	Изолированный аход сигнала DE. Для нормальной работы соедините с выводом ISO DE DRV
22	ISO DI IN	Изолированный аход сигнала DI. Для нормальной работы соедините с выводом ISO DI DRV
23	A	Неинвертированный выход передатчика/неинвертированный вход приемника
24	ISO RO DRV	Изолированный выход сигнала RO. Для нормальной работы соедините с выводом ISO RO LED через резистор.
25	B	Инвертированный выход передатчика/инвертированный вход приемника
27, 28	AC2, AC1	Имеют внутранние соединения. Оставьте эти выводы неподключенными

Таблица 3.5. Состояние выходов при различных значениях входных и управляющих сигналов в режиме передачи

Состояние входов		Состояние выходов	
DE'	DI'	B	A
1	1	0	1
1	0	1	0
0	Любое	Высокое выходное сопротивление	Высокое выходное сопротивление

Таблица 3.6. Состояние выхода при различных значениях входных и управляющих сигналов в режиме приема

Состояние входов		Состояние выходов
DE'	A–B	$\overline{RO}$
0	> или = +0,2 В	1
0	< или = –0,2 В	0
0	Не подключены	1

3.7.2. Организация типовой сети обмена данными по стандарту RS-485/422

На рис. 3.22 показана схема организации типовой сети обмена данными по стандарту RS-485/422 с применением ИС MAX1480A/B. На рис. 3.23 и 3.24 приведены схема включения и топология соответствующего фрагмента печатной платы для

MAX1480 (звездочкой обозначены дополнительные защитные элементы). Для уменьшения отражений необходима согласующая нагрузка на обоих концах линии передачи, равная ее волновому сопротивлению, причем линия должна быть короткой. ИС MAX1480B с ограничением скорости нарастания выходного напряжения менее чувствительна к дефектам согласования и неоднородностям основной линии. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-19, 2-21.)

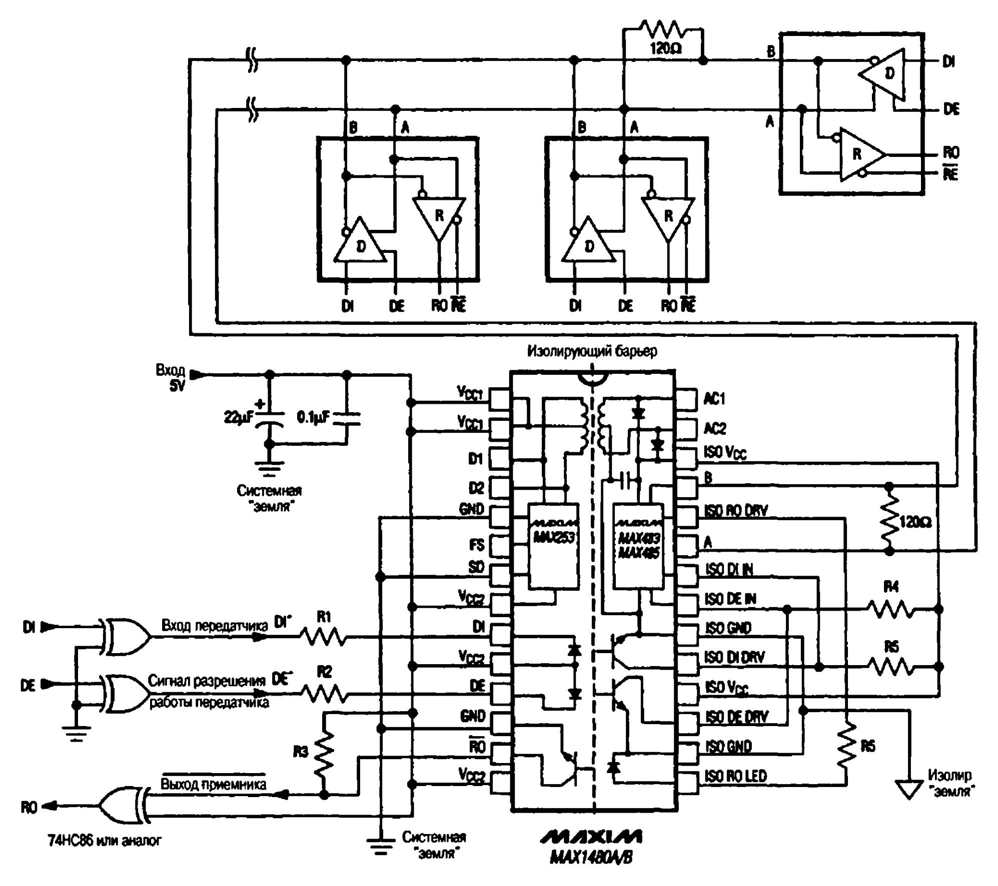


Рис. 3.22. Схема организации типовой сети обмена данными по стандарту RS-485/422

3.7.3. Приемопередатчики с внешними конденсаторами с напряжением питания 5 В

На рис. 3.25–3.48 приведены типовые схемы включения и расположение выводов ИС MAX200–211/213. В табл. 3.7 указаны различия между перечисленными микросхемами, в табл. 3.8–3.10 – состояние приемников и передатчиков при разных значениях управляющих сигналов для ИС MAX200, MAX205/06/11 и MAX213. В табл. 3.11 перечислены значения некоторых параметров интерфейса в соответствии со стандартами EIA/TIA-232E и V.28. В табл. 3.12 представлена разводка кабеля DB9, применяемого обычно в асинхронных интерфейсах по стандартам

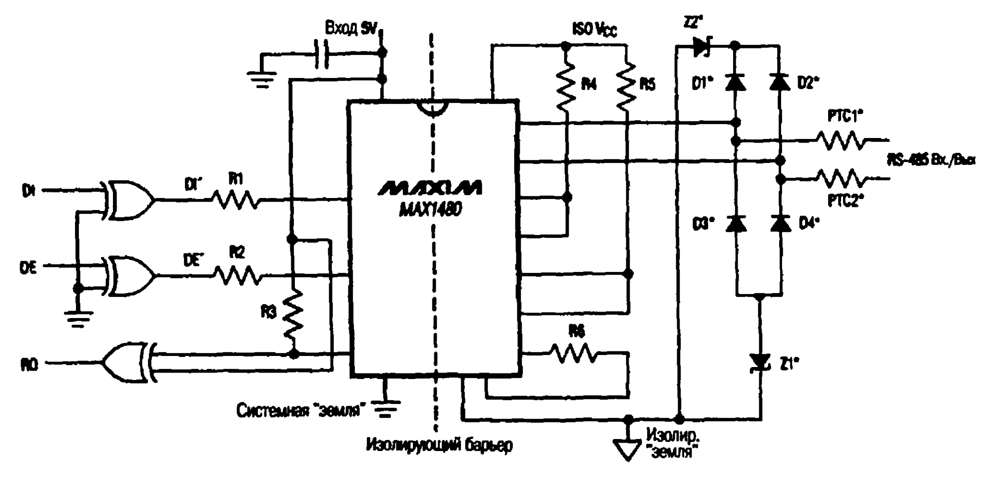


Рис. 3.23. Схема включения ИС MAX1480

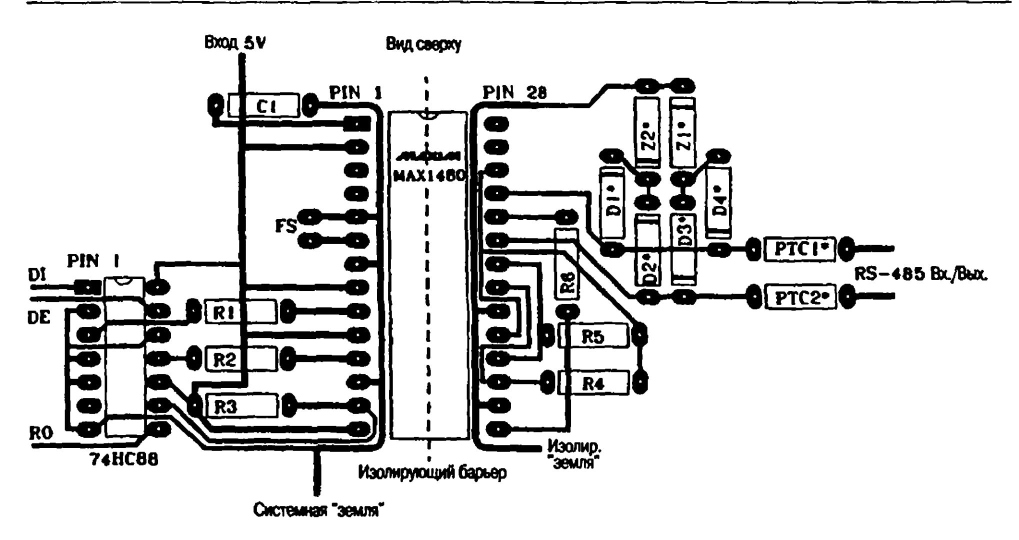


Рис. 3.24. Фрагмент топологии печатной платы для ИС MAX1480

EIA/TIA-232E и V.24. Все эти микросхемы разработаны для применения в интерфейсах RS-232 и V.28 при отсутствии внешних питающих напряжений ±12 В. На рис. 3.49 изображен внутренний преобразователь напряжения питания +5 В в напряжение ±10 В, обеспечивающий получение уровней выходных сигналов, соответствующих стандарту RS-232. Микросхемы MAX201 и MAX209, для которых необходимы напряжения питания +5 и +12 В, имеют внутренний преобразователь напряжения +12 В в –12 В. Передатчики и приемники этих микросхем отвечают всем требованиям стандартов EIA/TIA-232E и V.28 при скоростях передачи данных до 20 Кбит/с. Передатчики всех микросхем (за исключением MAX202/203), нагруженные в соответствии со стандартом, обеспечивают выходные сигналы по EIA/TIA-232E на уровне ±5 В при скоростях передачи данных не менее 120 Кбит/с.

Для экономии энергии микросхемы MAX200/205/206/211 имеют режим отключения с потреблением мощности всего 5 мкВт. В ИС MAX213 используется активный низкий уровень сигнала отключения и активный высокий уровень сигнала разрешения работы приемника. В этой ИС два приемника всегда активны, что позволяет отслеживать поступление сигнала вызова звонка (RI) при потреблении мощности всего 75 мкВт. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-23, 2-28...2-40.)

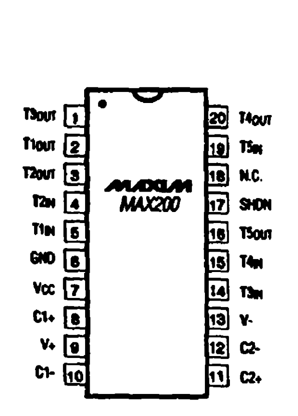


Рис. 3.25. Расположение выводов ИС MAX200 (корпус DIP/SO), вид сверху

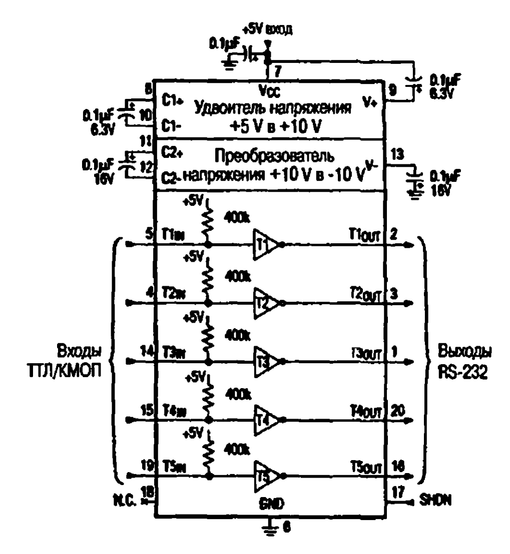


Рис. 3.26. Типовая схема включения ИС MAX200

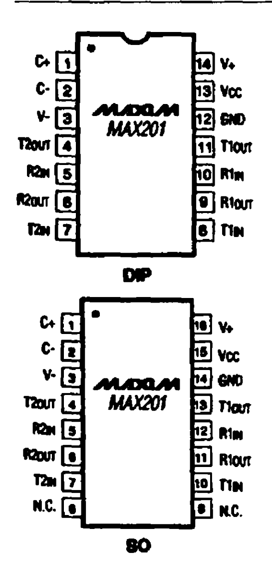


Рис. 3.27. Расположение выводов ИС MAX201, вид сверху

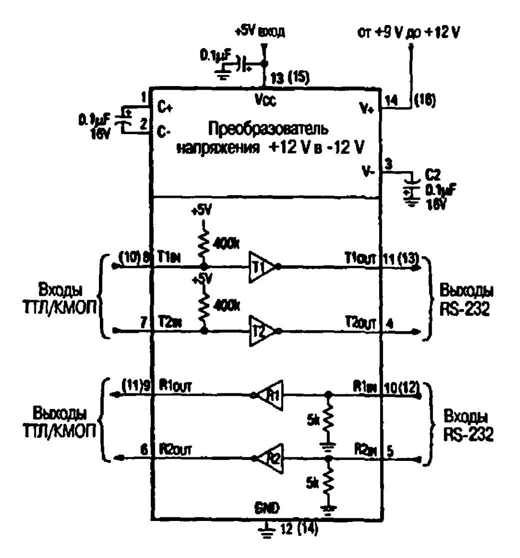


Рис. 3.28. Типовая схема включения ИС MAX201 (номера в скобках для корпуса SO)

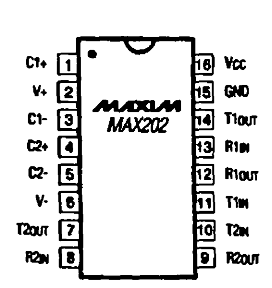


Рис. 3.29. Расположение выводов ИС MAX202 (корпус DIP/SO/WIDE SO), вид сверху

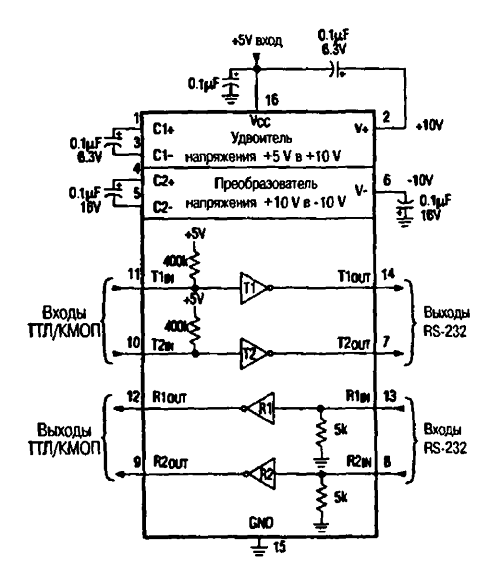


Рис. 3.30. Типовая схема включения ИС MAX202

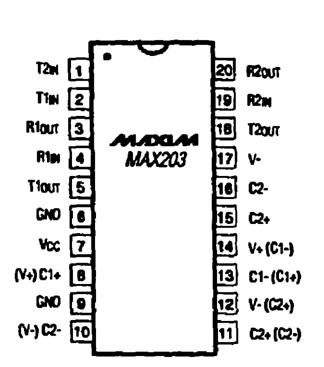


Рис. 3.31. Расположение выводов ИС MAX203 (корпус DIP/SO), вид сверху

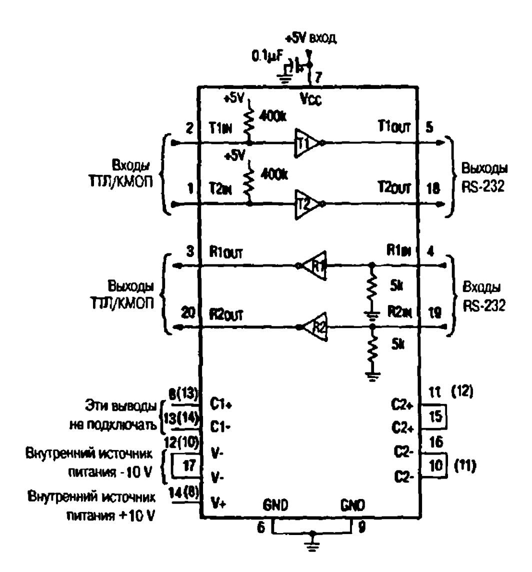


Рис. 3.32. Типовая схема включения ИС MAX203 (номера в скобках для корпуса SO)

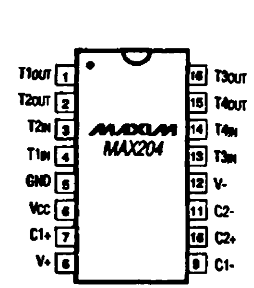


Рис. 3.33. Расположение выводов ИС MAX204 (корпус DIP/SO), вид сверху

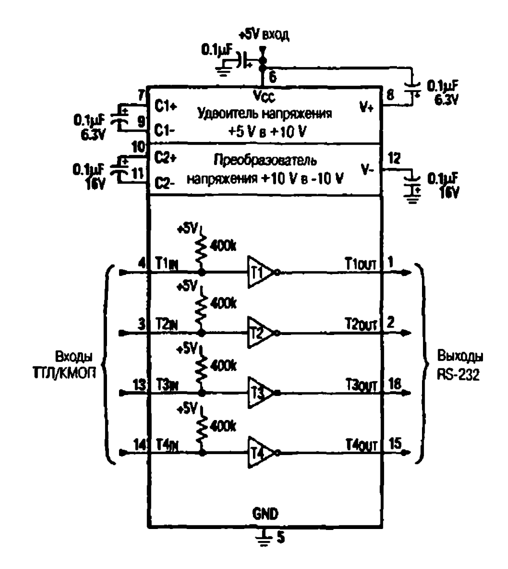


Рис. 3.34. Типовая схема включения ИС MAX204

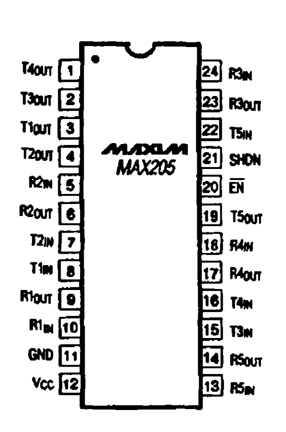


Рис. 3.35. Расположение выводов ИС MAX205 (корпус DIP), вид сверху

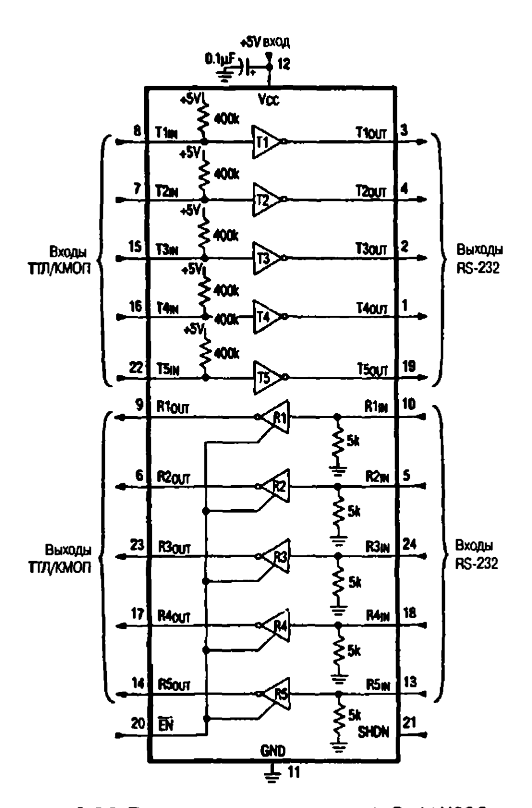


Рис. 3.36. Типовая схема включения ИС MAX205

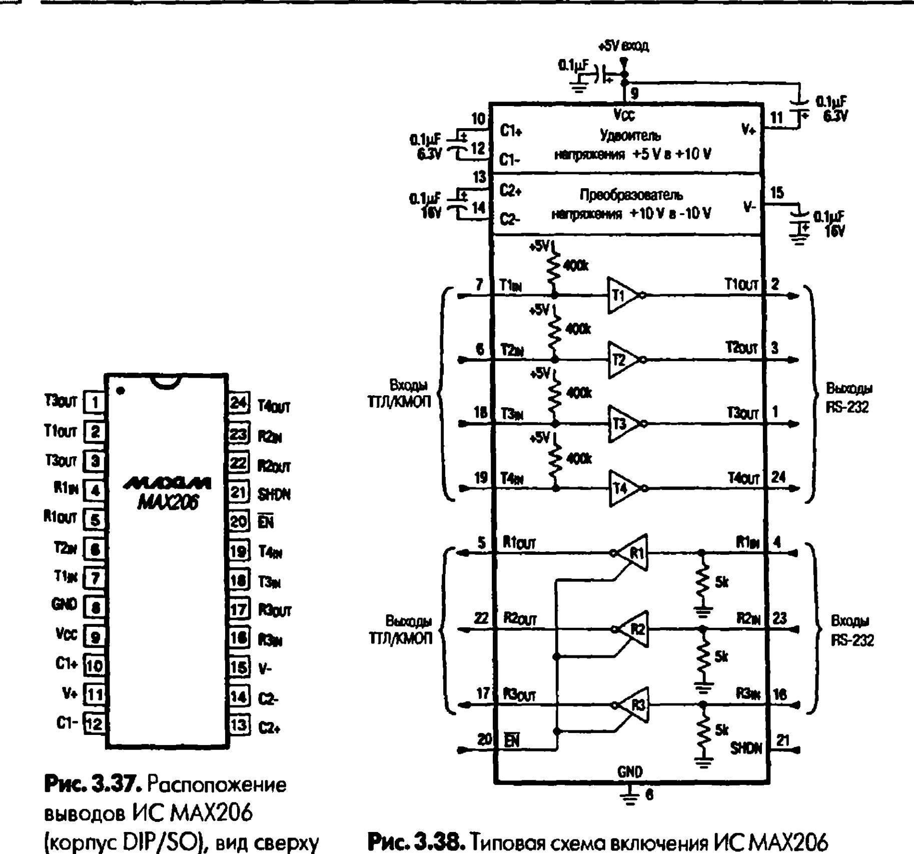


Рис. 3.37. Расположение выводов ИС MAX206 (корпус DIP/SO), вид сверху

Рис. 3.38. Типовая схема включения ИС MAX206

Таблица 3.7. Основные параметры ИС MAX200–209/211/213

Тип	Напряжение питания	Кол-во передатчиков RS-232	Кол-во приемников RS-232	Кол-во активных приемников в режиме отключения	Кол-во внешних емкостей (0,1 µF)	Режим низкого потребления энергии при отключении/ТТЛ с тремя состояниями
MAX200	+5 В	5	0	0	4	да/нет
MAX201	+5 В и от +9 до +13,2 В	2	2	0	2	нет/нет
MAX202	+5 В	2	2	0	4	нет/нет
MAX203	+5 В	2	2	0	нет	нет/нет
MAX204	+5 В	4	0	0	4	нет/нет
MAX205	+5 В	5	5	0	нет	да/да
MAX206	+5 В	4	3	0	4	да/да
MAX207	+5 В	5	3	0	4	нет/нет
MAX208	+5 В	4	4	0	4	нет/нет
MAX209	+5 В и от +9 до +13,2 В	3	5	0	2	нет/да
MAX211	+5 В	4	5	0	4	да/да
MAX213	+5 В	4	5	2	4	да/да

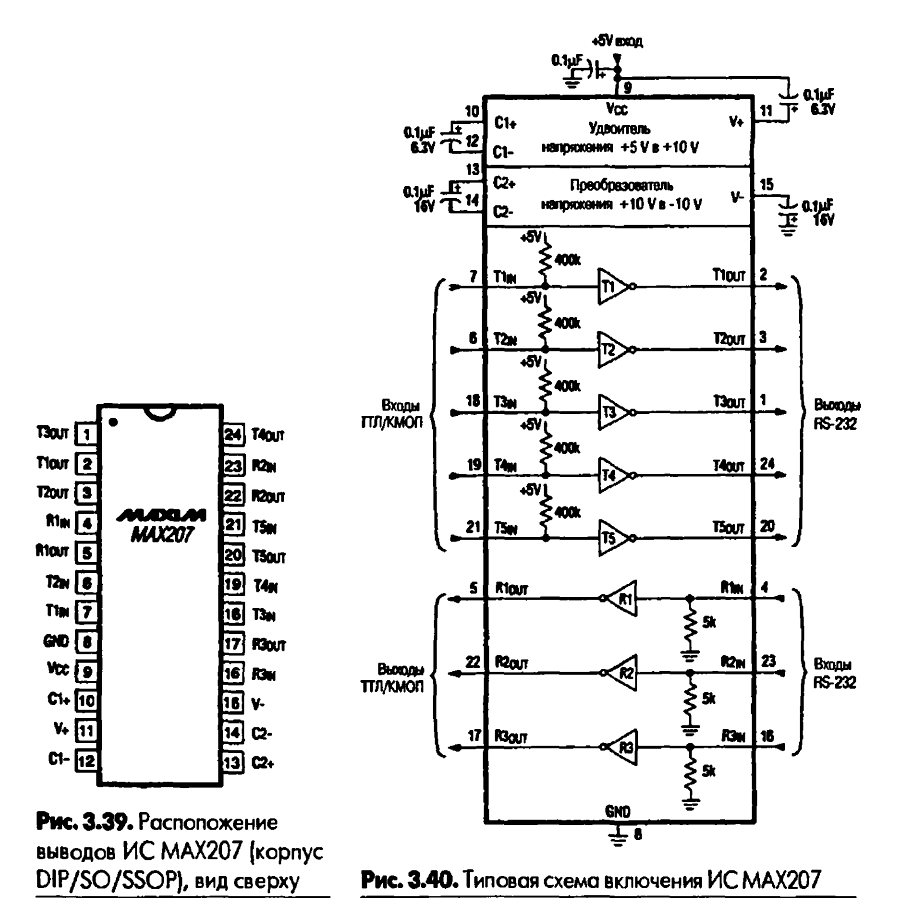


Рис. 3.39. Расположение выводов ИС MAX207 (корпус DIP/SO/SSOP), вид сверху

Рис. 3.40. Типовая схема включения ИС MAX207

Таблица 3.8. Состояние приемников и передатчиков при различных значениях управляющих сигналов для ИС MAX200

Откл. (SHDN)	Режим работы	Передатчики T1 – T5
0	Рабочий	Все активны
1	Отключение	Все в состоянии высокого выходного сопротивления

Таблица 3.9. Состояние приемников и передатчиков при различных значениях управляющих сигналов для ИС MAX205/206/211

Откл. (SHDN)	Разрешение (EN)	Режим работы	Передатчики T1 – T5	Приемники R1 – R5
0	0	Норма	Все вктивны	Все активны
0	1	Нормв выходного	Все активны сопротивления	Все в состоянии высокого
1	0	Отключен	Все в состоянии высокого выходного сопротивления	Все в состоянии высокого выходного сопротивления

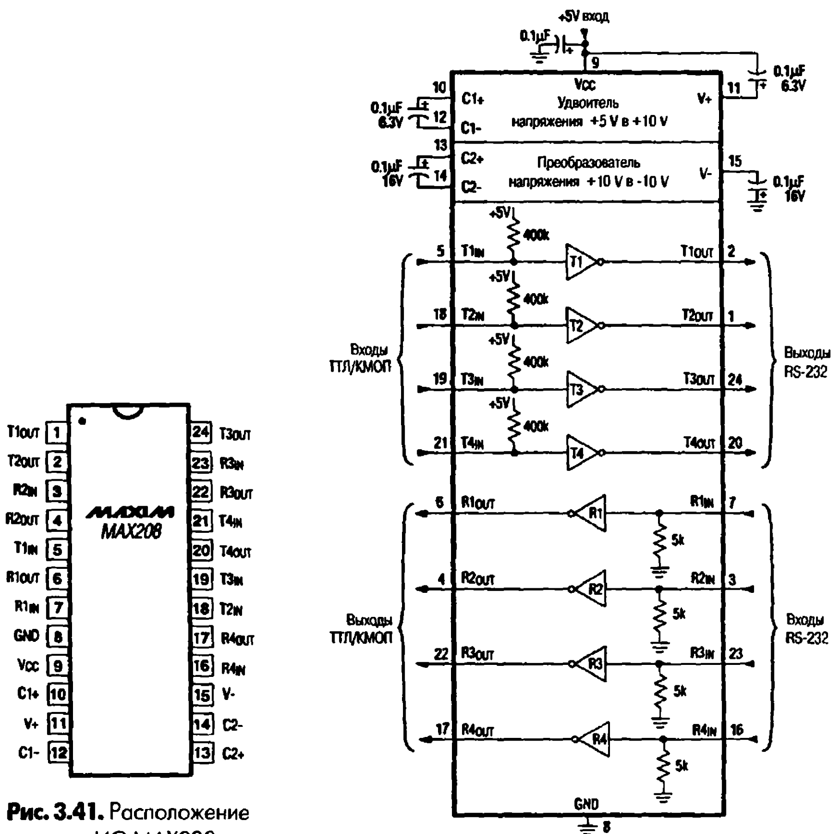


Рис. 3.41. Расположение выводов ИС MAX208 (корпус DIP/SO), вид сверху

Рис. 3.42. Типовая схема включения ИС MAX208

Таблица 3.10. Состояние приемников и передатчиков при различных значениях управляющих сигналов для ИС MAX213

Откл. ($\overline{SHDN}$)	Разрешение (EN)	Режим работы	Передатчики T1 – T4	Приемники R1 – R3	Приемники R4, R5
0	0	Отключен	Все в состоянии высокого выходного сопротивления	Высокое входное сопротивление	Высокое входное сопротивление
0	1	Отключен	Все в состоянии высокого выходного сопротивления	Высокое входное сопротивление	Активны*
1	0	Рабочий	Все активны	Высокое входное сопротивление	Высокое входное сопротивление
1	1	Рабочий	Все активны	Активны	Активны

Примечание к табл. * – активны, со сниженными характеристиками.

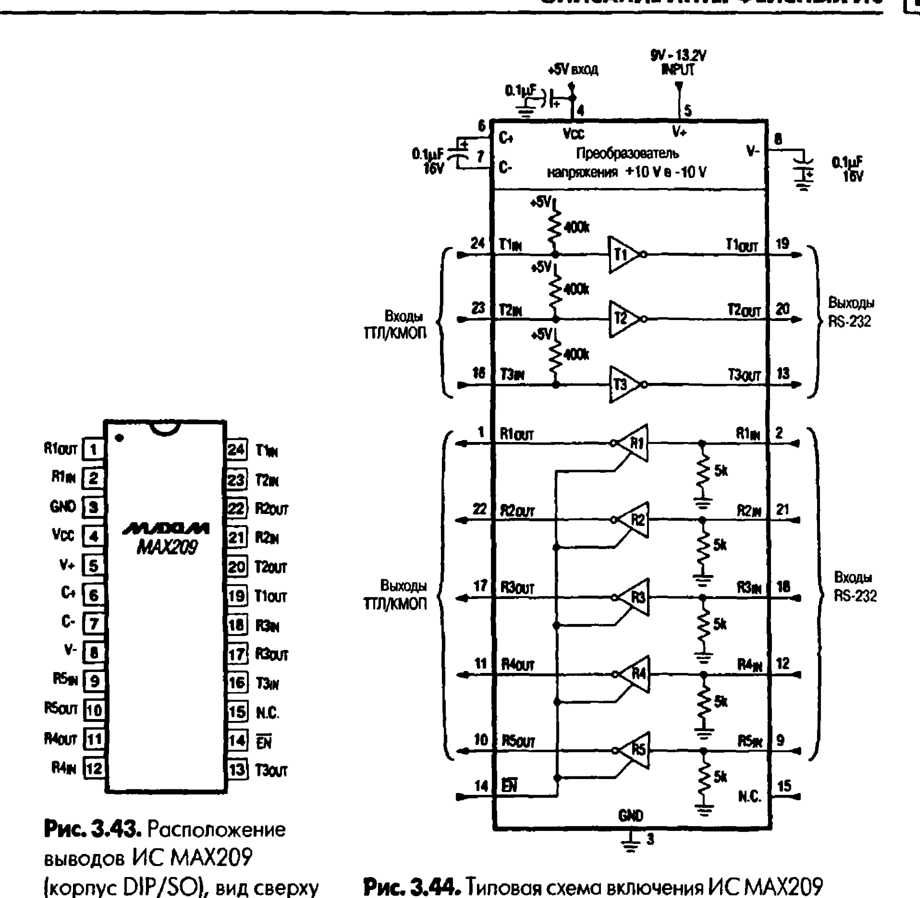


Рис. 3.43. Расположение выводов ИС MAX209 (корпус DIP/SO), вид сверху

Рис. 3.44. Типовая схема включения ИС MAX209

Таблица 3.11. Сравнение параметров интерфейсов по стандартам EIA/TIA-232E, V.28

Параметр	Условия измерения	Стандарты EIA/TIA-232E, МККТТ V.28
Выходное напряжение передатчика:		
уровень 0	Нагрузка 3–7 кОм	От +5 до +15 В
уровень 1	Нагрузка 3–7 кОм	От –5 до –15 В
Максимальный выходной уровень	Без нагрузки	±25 В
Скорость передачи данных	$R_н$ = от 3 до 7 кОм, $C_н$ < 2500 пФ	До 20 Кбит/с
Входное напряжение приемника:		
уровень 0		От +3 до +15 В
уровень 1		От –3 до –15 В
Максимальный входной уровень		±25 В
Максимальная мгновенная скорость нарастания напряжения	$R_н$ = от 3 до 7 кОм, $C_н$ < 2500 пФ	30 В/мкс
Максимальный ток короткого замыкания передатчика		100 мА
Время переключения	МККТТ V.28	1 мс, или 3% длительности периода
	EIA/TIA-232E	4% длительности периода
Выходное сопротивление передатчика	$-2\ В < V_{вых} < +2\ В$	300 Ом

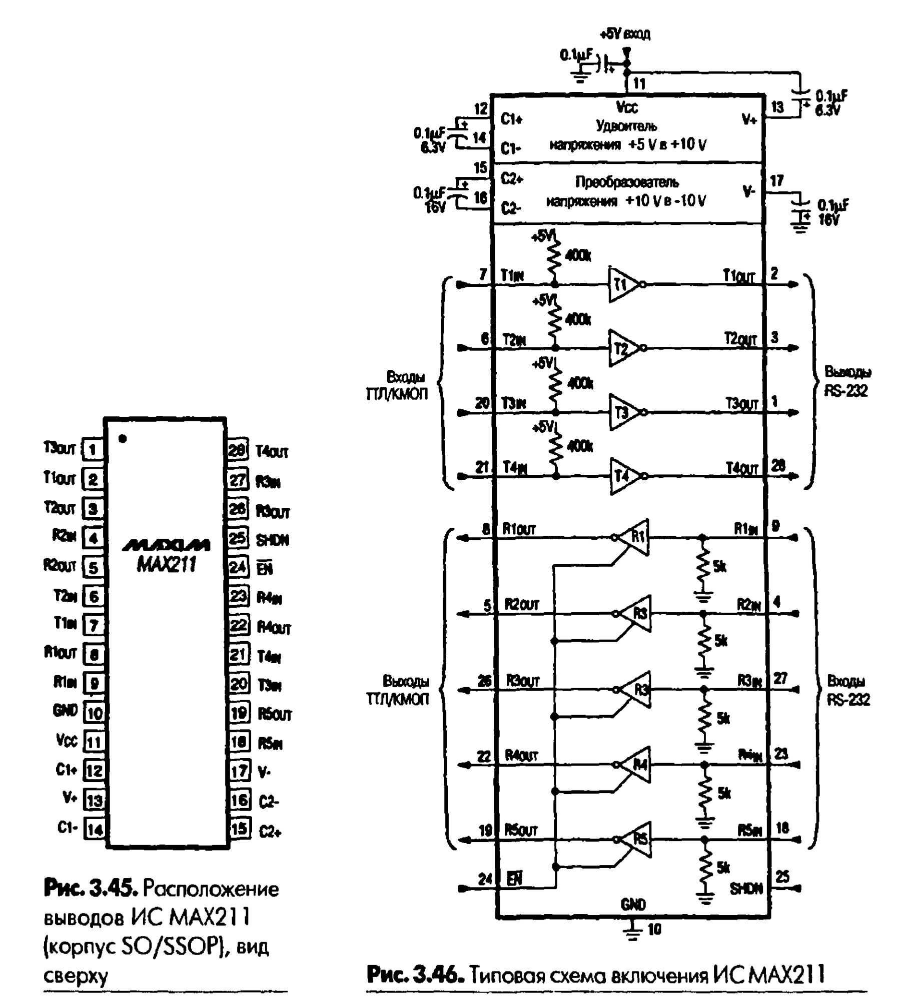


Рис. 3.45. Расположение выводов ИС MAX211 (корпус SO/SSOP), вид сверху

Рис. 3.46. Типовая схема включения ИС MAX211

Таблица 3.12. Разводка кабеля DB9 с двойной оплеткой, применяемого обычно в асинхронных интерфейсах по стандартам EIA/TIA-232E, V.28

Вывод	Соединение	
1	Сигнал обнаружения данных на линии, иногда называемый сигналом обнаружения несущей (DCD)	Сигнал от DCE
2	Прием данных (RD)	Данные от коммуникационного оборудования (DCE)
3	Передача данных (TD)	Данные от терминального оборудования (DTE)
4	Готовность к приему данных (DTR)	Подтверждение от DTE
5	Сигнальная «земля»	Общий выеод
6	Готовность к передаче данных (DSR)	Подтверждение от DCE
7	Запрос на передачу данных (RTS)	Запрос от DTE
8	Готовность к передача данных (CTS)	Подтверждение от DCE
9	Индикатор вызова (звонка)	Сигнал от DCE

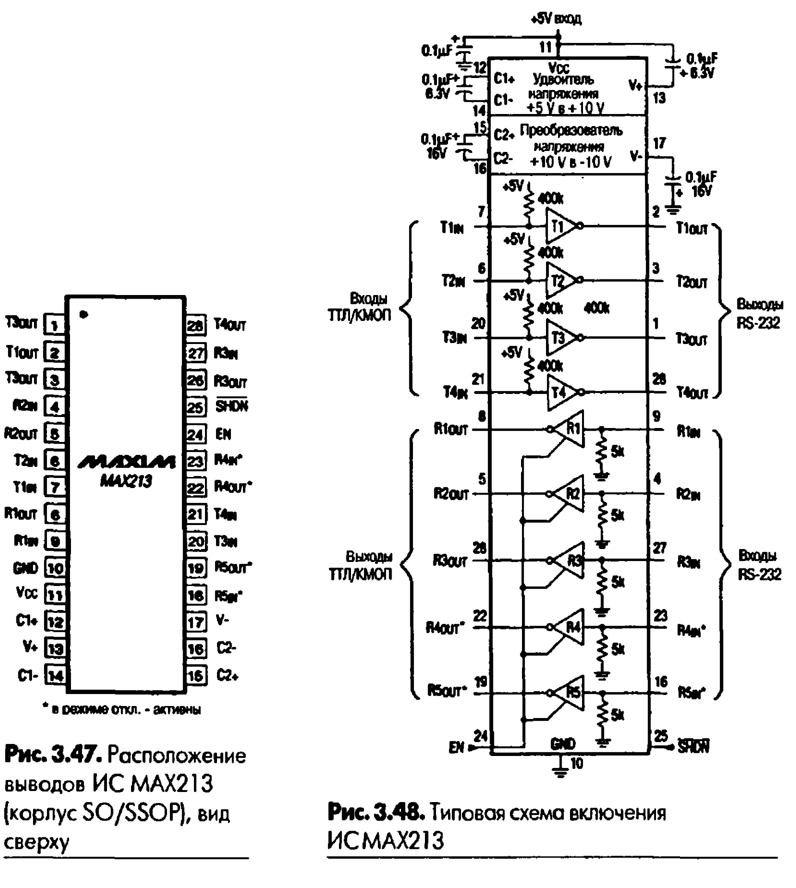


Рис. 3.47. Расположение выводов ИС MAX213 (корпус SO/SSOP), вид сверху

Рис. 3.48. Типовая схема включения ИС MAX213

Рис. 3.49. Внутренний преобразователь напряжения питания +5 В в ±10 В для получения уровней выходных сигналов, соответствующих стандарту RS-232

3.7.4. Приемопередатчики с защитой от электростатического разряда

На рис. 3.50–3.52 показаны типовая схема включения и расположение выводов ИС MAX202E/232E. На рис. 3.53 и 3.54 представлены расположение выводов и типовая схема включения ИС MAX211E/213E/241E (данные в скобках только для MAX213E). Эти микросхемы предназначены для использования в сложных условиях эксплуатации, тем не менее требования стандартов EIA/TIA-232E выполнены

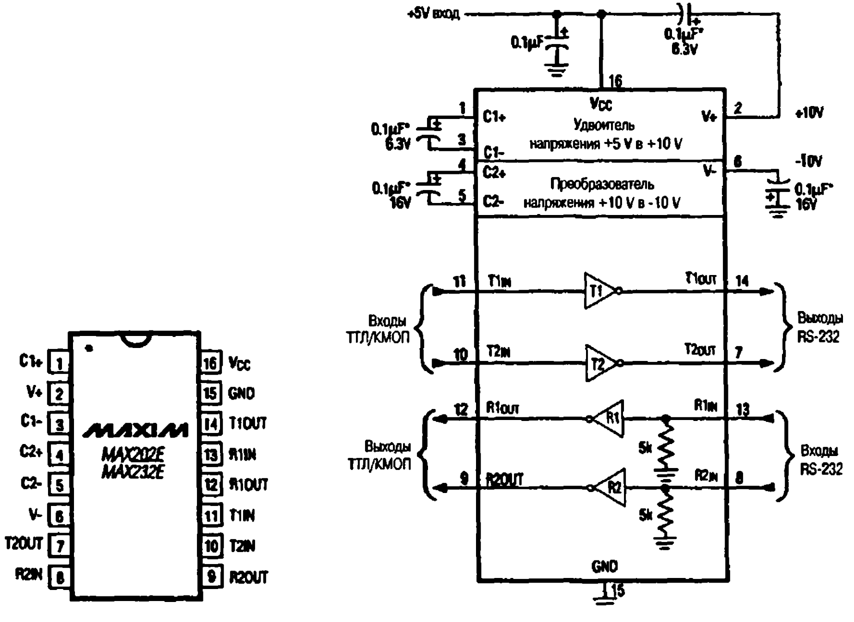


Рис. 3.50. Расположение выводов ИС MAX202E/232E (корпус DIP/SO), вид сверху

Рис. 3.51. Типовая схема включения ИС MAX202E/232E

*Примечание к рис. * – для MAX232E – 1,0 мкФ. Выводы указаны только для корпуса DIP/SO.*

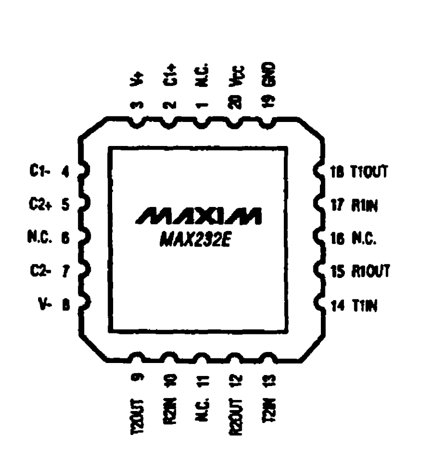


Рис. 3.52. Расположение контактов ИС MAX232E в безвыводном корпусе (корпус LCC), вид сверху

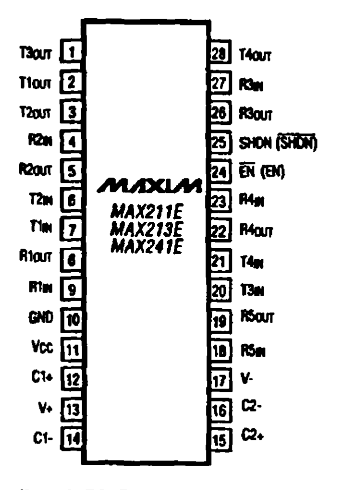


Рис. 3.53. Расположение выводов ИС MAX211E/213E/241E в корпусе SO/SSOP, вид сверху

полностью. Все выходы передатчиков и входы приемников данных микросхем защищены от возможного электростатического разряда с напряжением ±15 кВ. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-54, 2-55.)

3.7.5. Программируемый приемопередатчик DTE/DCE

На рис. 3.55 приведена типовая схема включения, а в табл. 3.13 – назначение выводов ИС MAX214. В табл. 3.14–3.15 показано соответствие выводов микросхемы сигналам интерфейса RS-232 в различных режимах, а в табл. 3.16 – режимы работы ИС MAX214 при различных значениях управляющих сигналов. На рис. 3.56 представлены осциллограммы сигналов на выходе передатчика после окончании сигнала отключения. В этих ИС имеется возможность программного выбора режима работы в качестве порта терминального оборудования (DTE) или коммуникационного оборудования (DCE) в соответствии с интерфейсом RS-232. Выбор режима DTE/DCE осуществляется подачей команды $\overline{\text{DTE}}$/DCE на вывод 21 микросхемы MAX214. Такие ИС позволяют отказаться от переключения кабелей при изменении конфигурации оборудования от DTE к DCE и наоборот. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-69, 2-70, 2-72...2-74.)

3.7.6. Двойной приемопередатчик с напряжением питания +1,8...+4,25 В

На рис. 3.57 показана типовая схема включения ИС MAX218 с использованием одного источника питания, а на рис. 3.58 – с использованием как стабилизированного, так и нестабилизированного источника питания. В табл. 3.17 приведено назначение выводов микросхемы MAX218, в табл. 3.18 – перечень рекомендуемых производителей схемных элементов. Этим микросхемам требуются всего два щелочных (NiCd или NiMH) элемента питания, чтобы обеспечить все требования стандартов EIA/TIA-232E и V.28/V.24. Необходимые по EIA/TIA-232E и RS-232 уровни выходных напряжений поддерживаются при изменении напряжения первичного источника питания в пределах от +1,8 до +4,25 В. Ток потребления в режиме отключения равен 1 мкА. Приемники могут включаться и отключаться при помощи логических сигналов управления. В табл. 3.19 приведены режимы работы ИС

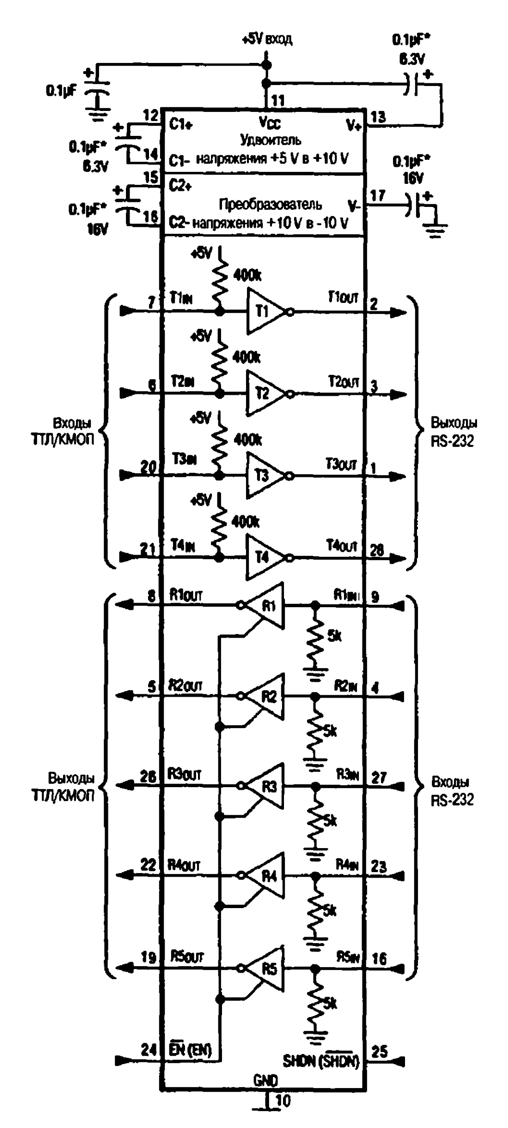


Рис. 3.54. Типовая схема включения ИС MAX211E/213E/241E

Примечание к рис. * – для MAX241E – 1,0 мкФ.

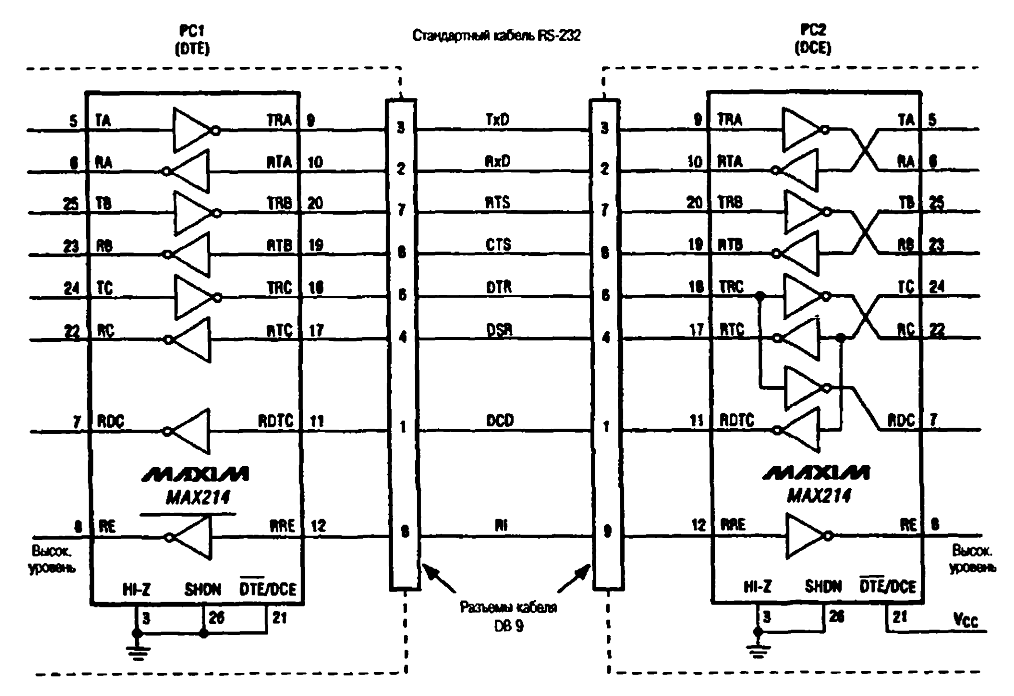


Рис. 3.55. Типовая схема включения ИС MAX214 (выводы питания не показаны)

MAX218 и источников питания при различных значениях управляющих сигналов (отключения и разрешения/запрета). Гарантируется передача данных со скоростью до 120 Кбит/с. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-79, 2-80, 2-81, 2-82.)

Таблица 3.13. Назначение выводов ИС MAX214

Вывод	Обозначение	Назначение
1, 2	C2+, C2-	Выводы для подключения внешнего конденсатора схемы удвоения преобразователя с отрицательным выходным напряжением
3	HI-Z	Вход сигнала управления входным сопротивлением приемника RS-232. При подаче сигнала высокого логического уровня внутренний согласующий резистор (нагрузка на конце линии) отключается
4	N. C.	Не подключен (нет внутреннего соединения)
5, 24, 25	TA, TC, TB	ТТЛ/КМОП входы передатчиков А, С, В
6, 8, 22, 23	RA, RE, RC, RB	ТТЛ/КМОП выходы приемников А, Е, С, В
7	RDC	ТТЛ/КМОП выход приемника D в режиме DTE ($\overline{DTE}$/DCE = 0 В) или ТТЛ/КМОП выход приемника С в режиме DCE ($\overline{DTE}$/DCE = +5 В)
9, 18, 20	TRA, TRC, TRB	RS-232 выход передатчика в режиме DTE ($\overline{DTE}$/DCE = 0 В) или RS-232 вход приемника в режиме DCE ($\overline{DTE}$/DCE = +5 В)
10, 17, 19	RTA, RTC, RTB	RS-232 вход приемника в режиме DTE ($\overline{DTE}$/DCE = 0 В) или RS-232 выход передатчика в режиме DCE ($\overline{DTE}$/DCE = +5 В)
11	RDTC	RS-232 вход приемника D в режиме DTE ($\overline{DTE}$/DCE = 0 В) или RS-232 выход передатчика С в режиме DCE ($\overline{DTE}$/DCE = +5 В)
12	RRE	RS-232 вход приемника Е
13	GND	«Земля»

ˈэблица 3.13. Назначение выводов ИС MAX214 (окончание)

Вывод	Обозначение	Назначение
	V–	Отрицательное выходное напряжение схемы удвоения ($-2V_{CC}$)
.5	V+	Положительное выходное напряжение схемы удвоения ($+2V_{CC}$)
	V_{CC}	Напряжение питания от +4,5 до +5,5 В
	$\overline{DTE}$/DCE	Вход сигнала выбора режима работы ИС: в качестве порта терминального оборудования ($\overline{DTE}$) или коммуникационного оборудования (DCE). Режим $\overline{DTE}$ – низкий логический уровень, DCE – высокий
26	SHDN	Вход сигнала отключения. Нормальная работа – низкий логический уровень, отключение – высокий
28	C1+, C1–	Выводы для подключения внешнего конденсатора схемы удвоения преобразователя с положительным выходным напряжением

ˈаблица 3.14. Соответствие выводов ИС MAX214 сигналам интерфейса RS-232 в режиме DTE

ТТЛ/КМОП входные/выходные сигналы	Выводы MAX214	Назначение	Выводы MAX214	RS-232 входные/ выходные сигналы	Контакты DB-25	Наличие порогового входа приемника
ˉередача данных ТxD)	5	—▷o—	9	TxD	2	
ˈрием данных RxD)	6	—o◁—	10	RxD	3	+
Запрос на передачу данных (RTS)	25	—▷o—	20	RTS	4	
отовность передаче ных (CTS)	23	—o◁—	19	CTS	5	-
отовность к приему данных (DTR)	24	—▷o—	18	DTR	6	
отовность к передаче данных (DSR)	22	—o◁—	17	DSR	20	-
Сигнал обнаружения несущей (DCD)	7	—o◁—	11	DCD	8	+
Сигнал вызова индикатор звонка – RI)	8	—o◁—	12	RI	22	+

ˈаблица 3.15. Соответствие выводов ИС MAX214 сигналам интерфейса RS-232 в режиме DCE

Выводы MAX214	Функции	Выводы MAX214	Входы/выходы RS-232	Выводы DB-25	Входной порог
5	—▷o—	10	RxD	3	
6	—o◁—	9	TxD	2	+
25	—▷o—	19	CTS	5	
23	—o◁—	20	RTS	4	-
24	—▷o—	17	DSR	20	
	—▷o—	11	DCD	8	
22	—o◁—	18	DTR	6	-
7	—o◁—				
8	—o◁—	12	RI	22	+

Таблица 3.16. Режимы работы ИС MAX214 при различных значениях управляющих сигналов

Управляющие входы SHUTDOWN	HI-Z	$\overline{DTE}$/DCE	TRA, TRB, TRC	Выводы RS-232 RTA, RTB, RTC, RDTC	RRE
0	0	0	Режим передачи	Режим приема/5 кОм	Режим приема/5 кОм
0	0	1	Режим приема/5 кОм	Режим передачи	Режим приема/5 кОм
0	1	0	Режим передачи вх. сопр.	Режим приема/Выс.	Режим приема/Выс. вх. сопр.
0	1	1	Режим приема/Выс. вх. сопр.	Режим передачи	Режим приема/Выс. вх. сопр.
1	0	0	Откл./Выс. вх. сопр.	Медл. прием/Выс. вх. сопр.	Медл. прием/Выс. вх. сопр.
1	0	1	Медл. прием/Выс. вх. сопр.	Откл./Выс. вх. сопр.	Медл. прием/Выс. вх. сопр.
1	1	0	Откл./Выс. вх. сопр.	Медл. прием/Выс. вх. сопр.	Медл. прием/Выс., вх. сопр.
1	1	1	Медл. прием/Выс. вх. сопр.	Откл./Выс. вх. сопр.	Медл. прием/Выс. вх. сопр.

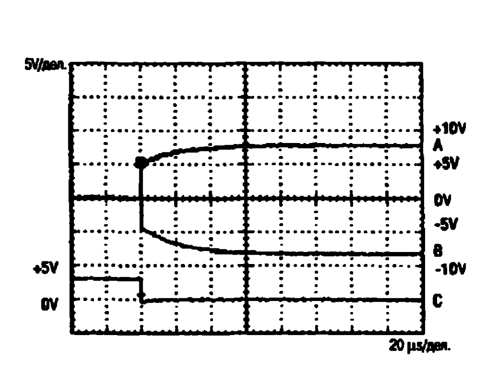


Рис. 3.56. Осциллограммы сигналов на выходе передатчика после окончания сигнала отключения

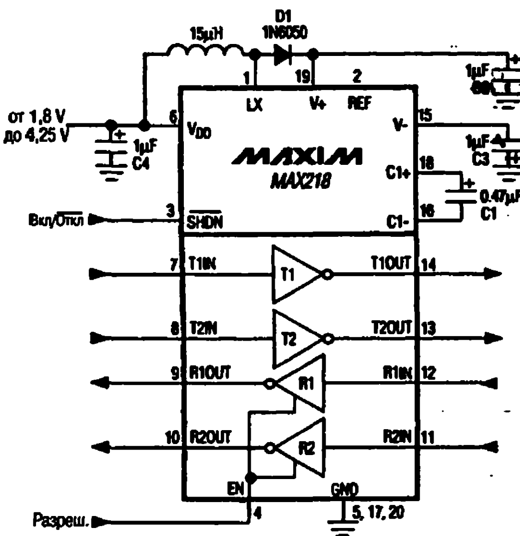


Рис. 3.57. Типовая схема включения ИС MAX218 с одним источником питания

Таблица 3.17. Назначение выводов ИС MAX218

Вывод	Наименование	Функции
1	LX	Вывод для подключения точки соединения индуктивности и диода
2	REF	Точка шунтирования внутреннего источника опорного напряжения. Обычно не подключена. Шунтируется на землю емкостью 0,1 мкФ (включается между выводами 2 и 5), если напряжение V_{DD} слишком зашумлено
3	$\overline{SHDN}$	Управление режимом отключения. Для нормальной работы вывод соединяется с V_{DD}. Для отключения источника питания и выключения передатчиков – заземлите. Этим сигналом состояние приемников не меняется

Таблица 3.17. Назначение выводов ИС MAX218 (окончание)

Вывод	Наименование	Функции
4	EN	Управление выходами приемников. Для нормальной работы вывод соединяется с V_{DD}. Чтобы установить выходы приемников в состояние высокого входного сопротивления – заземлите
5, 17, 20	GND	«Земля». Заземлите все эти выводы
6	V_{DD}	Вход напряжения питания; от 1,8 до 4,25 В. Шунтируется на землю емкостью не менее 1 мкФ. См. раздел выбора емкостей
7, 8	T1IN, T2IN	Входы передатчиков
9, 10	R1OUT, R2OUT	Выходы приемников. Размах напряжения от потенциала «земли» до V_{DD}
11, 12	R2IN, R1IN	Входы приемников
13, 14	T2OUT, T1OUT	Выходы передатчиков. Размах напряжения от V+ до V–
15	V–	Отрицательное напряжение питания, вырабатываемое ИС
16, 18	C1–, C1+	Выводы для подключения внешнего конденсатора схемы умножения
19	V+	Положительное напряжение питания, вырабатываемое ИС

Таблица 3.18. Перечень рекомендуемых производителей схемных элементов

Производитель	Тип	Телефон	Факс
	Индуктивности		
Murata	LQH4N150K-TA	США (814) 237-1431, Япония (075) 951-9111	США (814) 238-0490, Япония (075) 955-6526
Sumida	CD43150	США (708) 956-0666, Япония (03) 3607-5111	США (708) 956-0702, Япония (03) 3607-5428
TDK	NLC453232T-150K	США (708) 803-6100, Япония (03) 3278-5111	США (708) 803-6296, Япония (03) 3278-5358
	Диоды для поверхностного монтажа		
Cental Semiconductor	CMPSH-3, с барьером Шоттки	США (516) 435-1110	США (516) 435-1824
Motorola	MMBD6050LT1, кремниевые	США (408) 749-0510	США (408) 991-7420
Philips	PMBD6050, кремниевые	США (401) 762-3800	США (401) 767-4493
	Диоды для монтажа в сквозных отверстиях печатных плат		
Motorola	1N6050, кремниевые 1N5817, с барьером Шоттки	США (408) 749-0510	США (408) 991-7420

Таблица 3.19. Режимы работы ИС MAX218 и источников питания при различных значениях управляющих сигналов

$\overline{SHDN}$	EN	Выход приемника	Выход передатчика	Преобразователь пост. ток–пост. ток	Ток потребления
Низкий	Низкий	Высок. ах. сопр.	Высок. вх. сопр.	Отключен	Минимальный
Низкий	Высокий	Включен	Высок. ах. сопр.	Отключен	Минимальный
Высокий	Низкий	Высок. ах. сопр.	Включен	Включен	Нормальный
Высокий	Высокий	Включен	Включен	Включен	Нормвльный

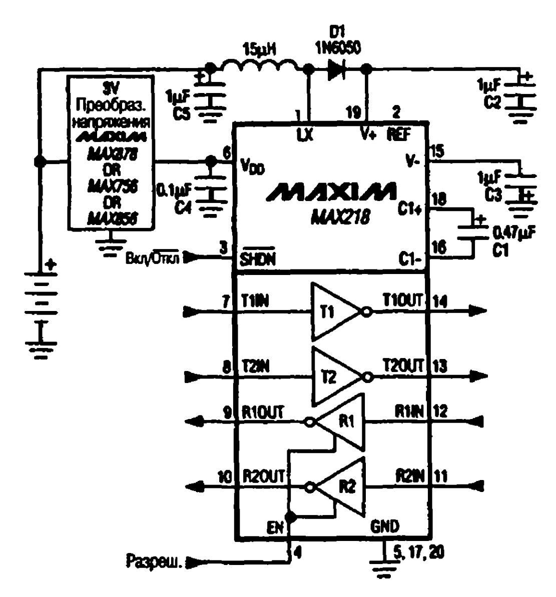


Рис. 3.58
Типовая схема включения ИС MAX218 со стабилизированным и нестабилизированным источниками питания

3.7.7. Многоканальные передатчики/приемники с напряжением питания 5 В

На рис. 3.59–3.101 приведены типовые схемы включения и расположение выводов для ИС MAX220–249 (на рис. 3.67–3.69 данные в скобках относятся к корпусу SO). В табл. 3.20 указаны номиналы внешних емкостей для ИС MAX220/232/232A, в табл. 3.21 – значения выходных сопротивлений приемников ИС MAX243 для различных входных сигналов, а в табл. 3.22 – варианты исполнения корпусов и допустимые температурные режимы ИС MAX220. В табл. 3.23–3.26 перечислены режимы работы микросхем при разных параметрах управляющих сигналов. Рассматриваемые микросхемы представляют собой передатчики/приемники, предназначенные для всех коммуникационных интерфейсов по стандартам EIA/TIA-232E и V.28/V.24, особенно для тех случаев, когда напряжения ±12 В недоступны. В режиме отключения потребляемая мощность снижается до уровня менее 5 мкВт. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-85, 2-96, 2-97, 2-100...2-117.)

Таблица 3.20. Номиналы внешних емкостей для ИС MAX220/232/232A

Тип микросхемы	Емкость (мкФ)				
	C1	C2	C3	C4	C5
MAX220	4,7	4,7	10	10	4,7
MAX232	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
MAX232A	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1

Таблица 3.21. Значения выходных сопротивлений приемников ИС MAX243 для различных входных сигналов

Вход приемника	Выход R1	Выход R2
Не более –3 В	Высокий уровень	Высокий уровень
Не подключен	Высокий уровень	Низкий уровень
Не менее +3 В	Низкий уровень	Низкий уровень

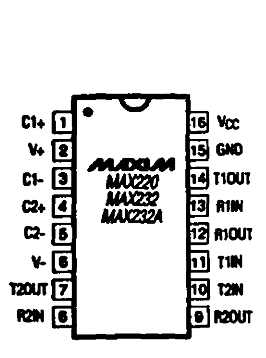


Рис. 3.59. Расположение выводов ИС MAX220/232/232A (корпус DIP/SO), вид сверху

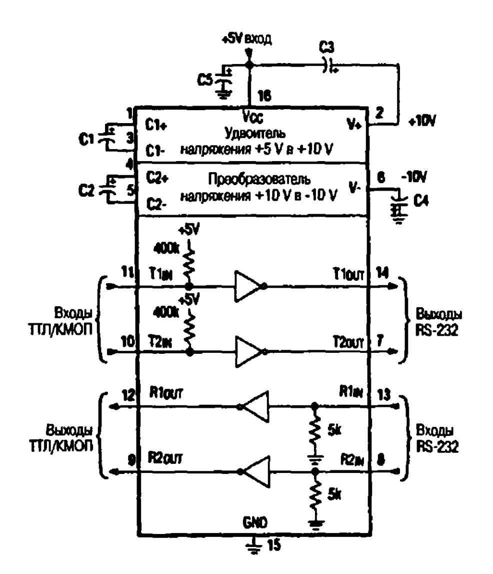


Рис. 3.60. Типовая схема включения ИС MAX220/232/232A

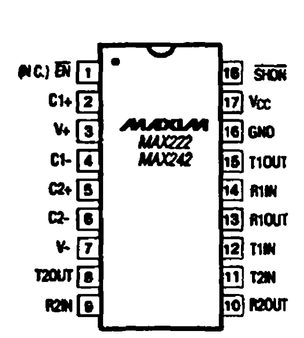


Рис. 3.61. Расположение выводов ИС MAX222/242 (корпус DIP/SO), вид сверху (данные в скобках только для MAX222)

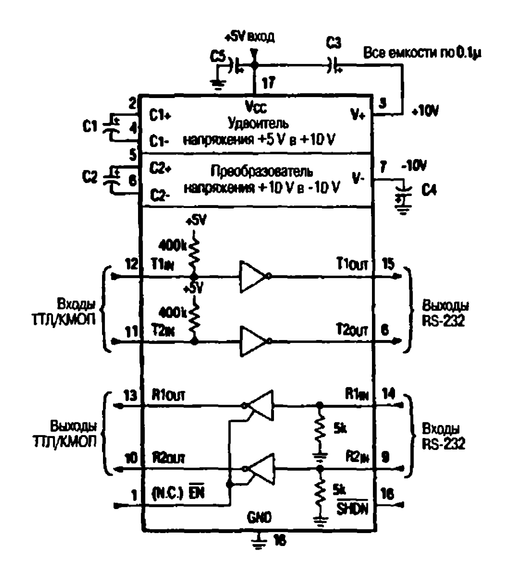


Рис. 3.62. Типовая схема включения ИС MAX222/242

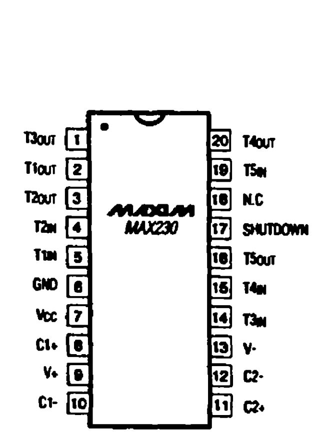


Рис. 3.63. Расположение выводов ИС MAX230 (корпус DIP/SO), вид сверху

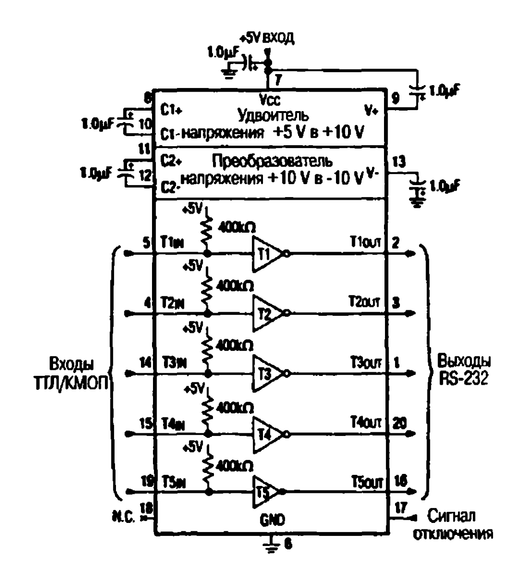


Рис. 3.64. Типовая схема включения ИС MAX230

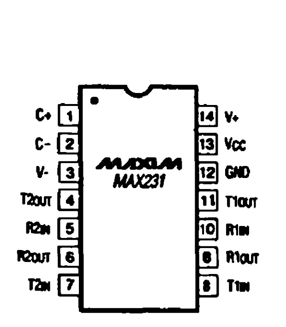


Рис. 3.65. Расположение выводов ИС MAX231 (корпус DIP), вид сверху

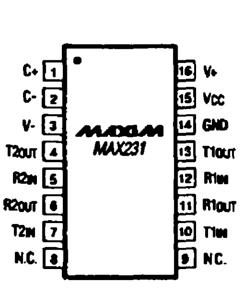


Рис. 3.66. Расположение выводов ИС MAX231 (корпус SO), вид сверху

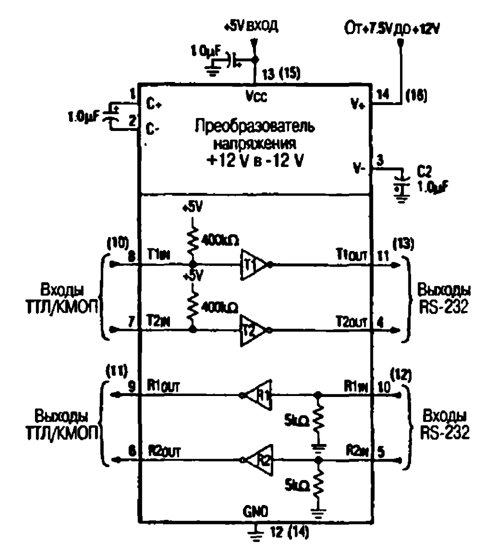


Рис. 3.67. Типовая схема включения ИС MAX231

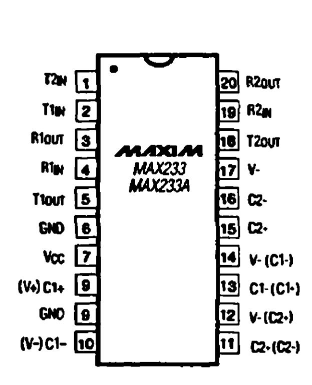


Рис. 3.68. Расположение выводов ИС MAX233/233A (корпус DIP/SO), вид сверху. Данные в скобках только для SO

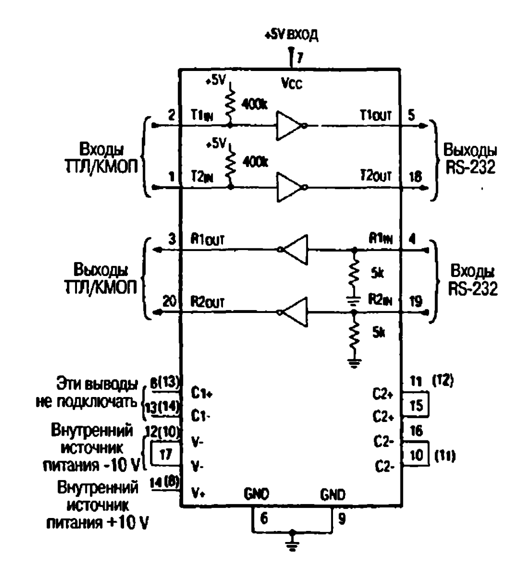


Рис. 3.69. Типовая схема включения ИС MAX233/233A

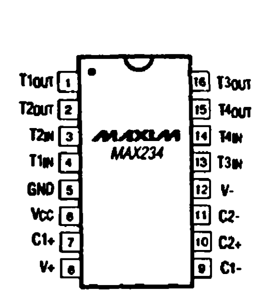


Рис. 3.70
Расположение выводов ИС MAX234 (корпус DIP/SO), вид сверху

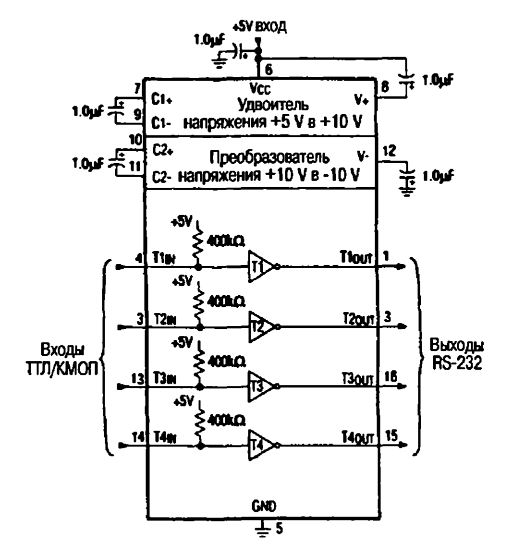


Рис. 3.71. Типовая схема включения ИС MAX234

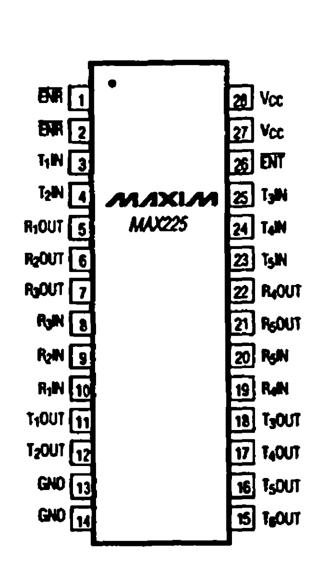


Рис. 3.72. Расположение выводов ИС MAX225 (корпус SO), вид сверху

Примечание к рис. MAX225 содержит: 5 приемников; 5 передатчиков; 2 управл. вывода (включение приемника $\overline{ENR}$ и включение передатчика $\overline{ENT}$). Выводы $\overline{ENR}$, GND, V_{CC}, T_5OUT попарно соединены внутри.

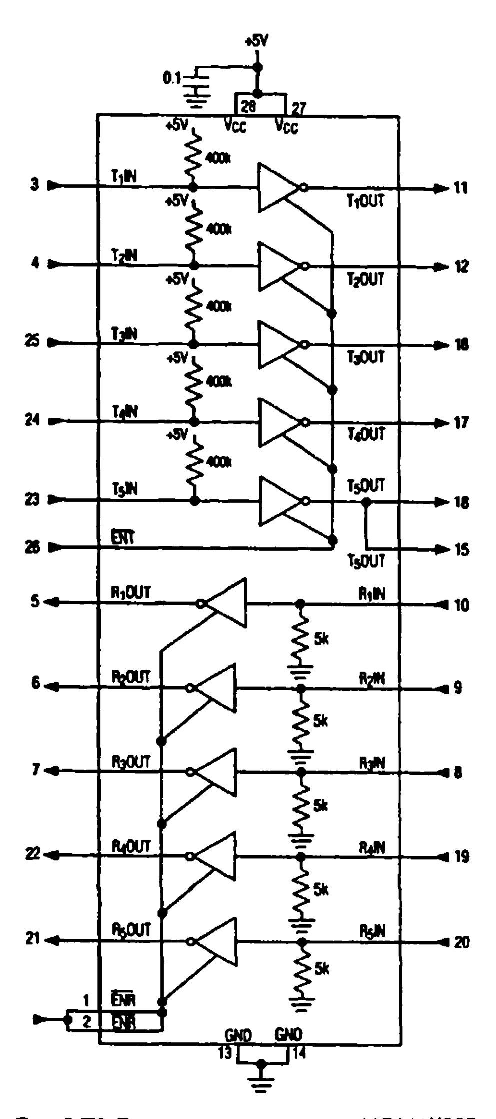


Рис. 3.73. Типовая схема включения ИС MAX225

Таблица 3.22. Варианты исполнения корпусов и допустимые температурные режимы ИС MAX220

Тип микросхемы	Диапазон температур	Тип корпуса
MAX220CPE	От 0 до +70 °C	16-выводной пластиковый DIP
MAX220CSE	От 0 до +70 °C	16-выводной узкий малогабаритный DIP (SO)
MAX220CWE	От 0 до +70 °C	16-выводной широкий малогабаритный DIP (SO)
MAX220C/D	От 0 до +70 °C	Бескорпусной чип
MAX220EPE	От –40 до +85 °C	16-выводной пластиковый DIP
MAX220ESE	От –40 до +85 °C	16-выводной узкий малогабаритный DIP (SO)
MAX220EWE	От –40 до +85 °C	16-выводной широкий малогабаритный DIP (SO)
MAX220EJE	От –40 до +85 °C	16-выводной керамический DIP
MAX220MJE	От –55 до +125 °C	16-выводной керамический DIP

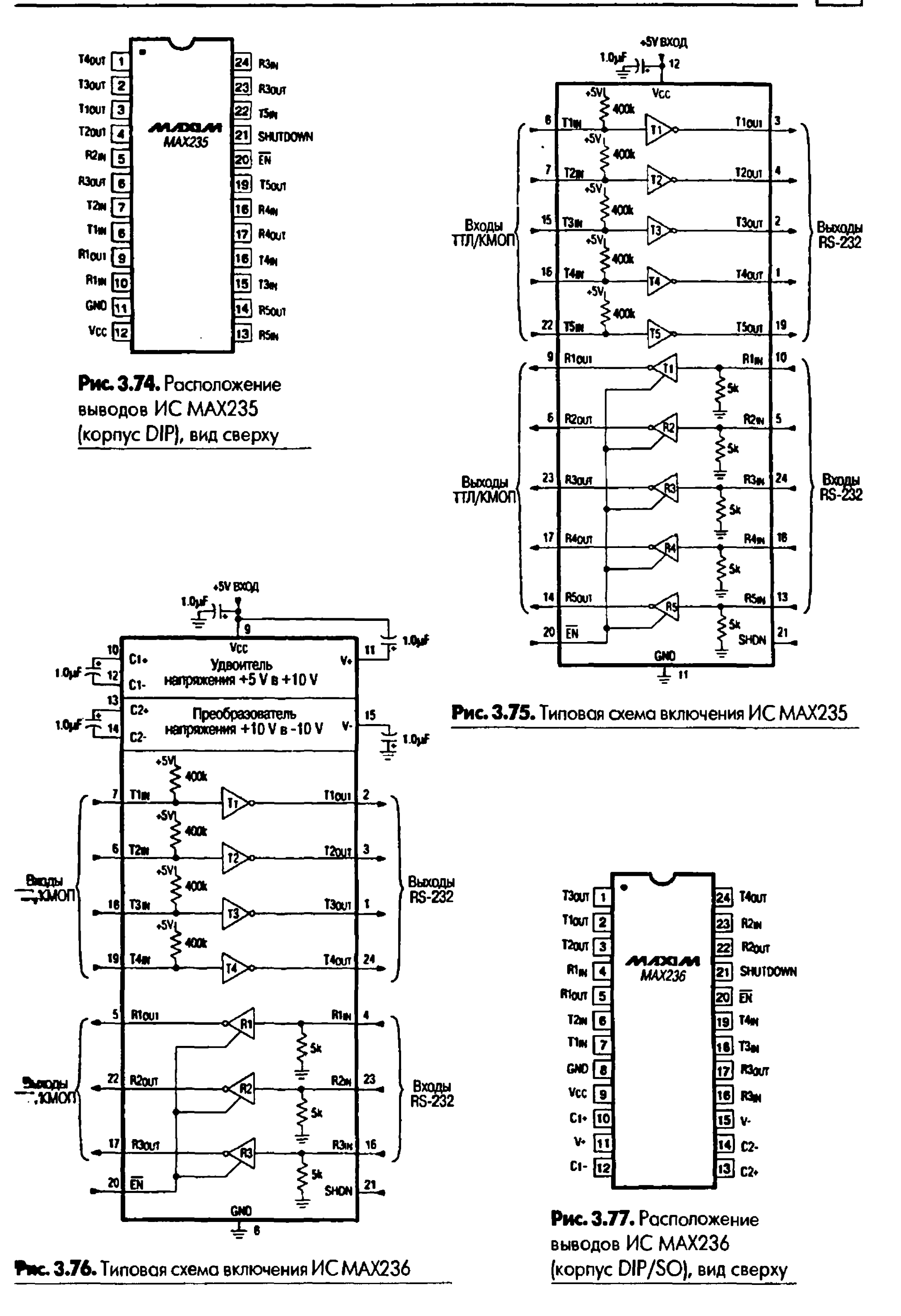


Рис. 3.74. Расположение выводов ИС MAX235 (корпус DIP), вид сверху

Рис. 3.75. Типовая схема включения ИС MAX235

Рис. 3.76. Типовая схема включения ИС MAX236

Рис. 3.77. Расположение выводов ИС MAX236 (корпус DIP/SO), вид сверху

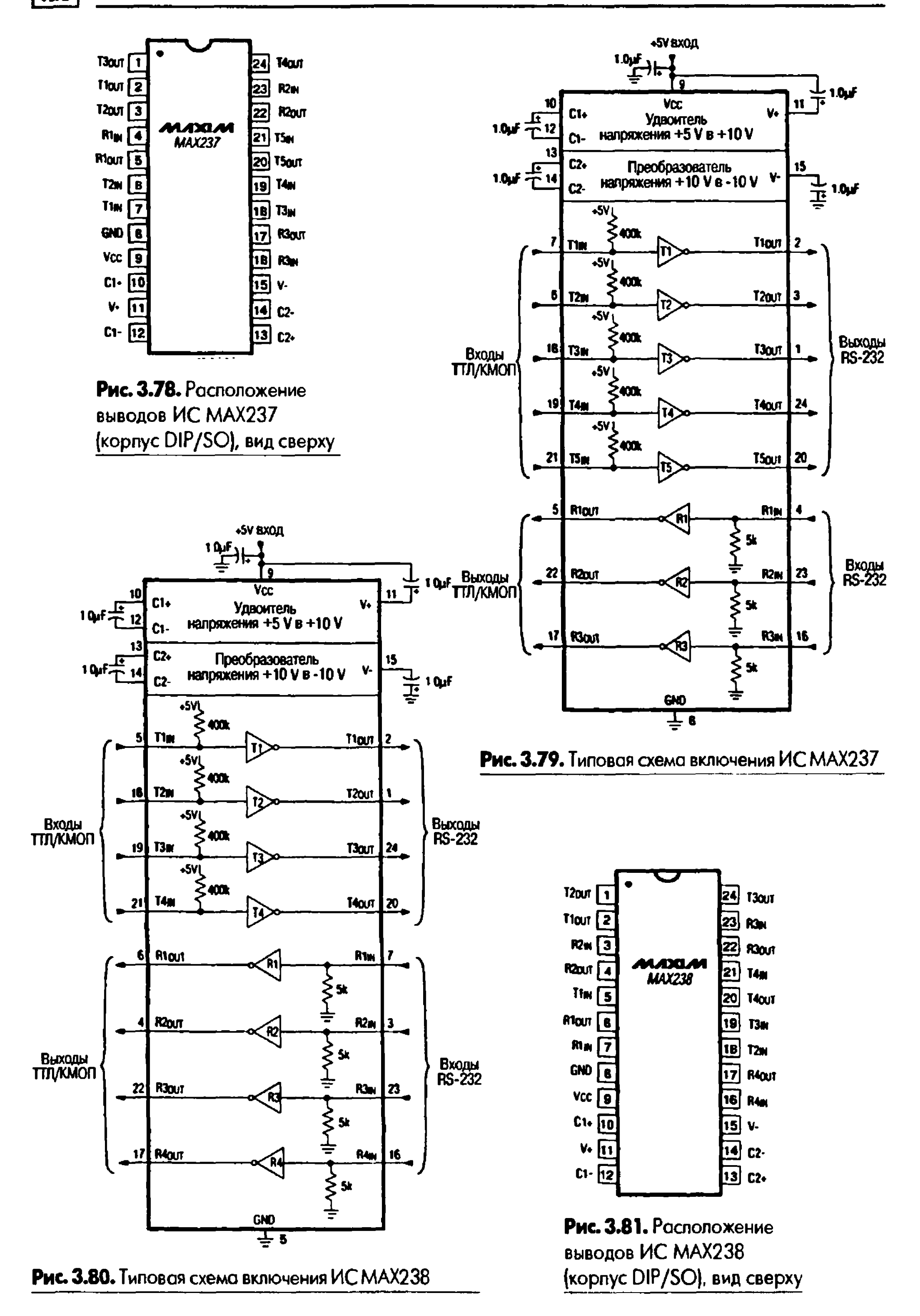


Рис. 3.78. Расположение выводов ИС MAX237 (корпус DIP/SO), вид сверху

Рис. 3.79. Типовая схема включения ИС MAX237

Рис. 3.80. Типовая схема включения ИС MAX238

Рис. 3.81. Расположение выводов ИС MAX238 (корпус DIP/SO), вид сверху

Таблица 3.23. Режимы работы ИС MAX225 при различных значениях управляющих сигналов

$\overline{ENT}$	$\overline{ENR}$	Режим работы	Передатчики	Приемники
0	0	Норма	Все активны	Все активны
0	1	Норма	Все активны	Все в третьем состоянии
1	0	Отключен	Все в третьем состоянии	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью
1	1	Отключен	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии

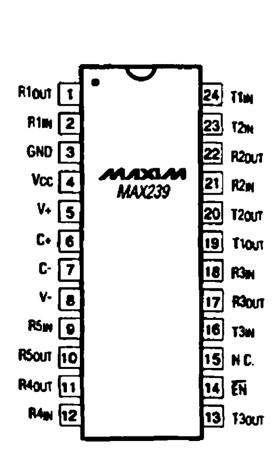


Рис. 3.82. Расположение выводов ИС MAX239 (корпус DIP/SO), вид сверху

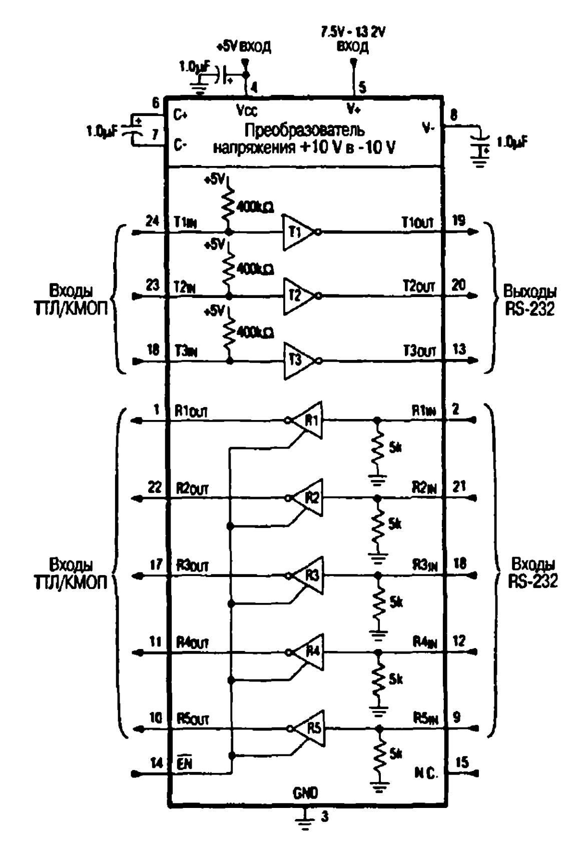


Рис. 3.83. Типовая схема включения ИС MAX239

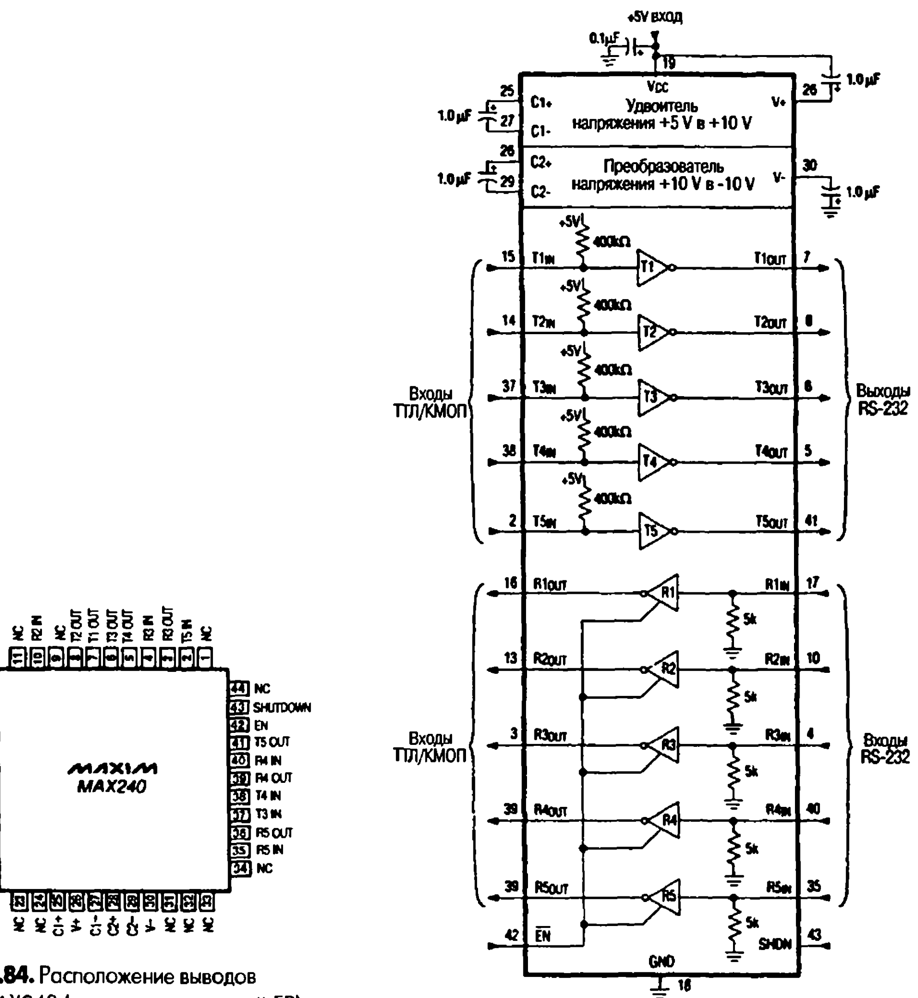


Рис. 3.84. Расположение выводов ИС MAX240 (корпус пластиковый FP), вид сверху

Рис. 3.85. Типовая схема включения ИС MAX240

Таблица 3.24. Режимы работы ИС MAX245 при различных значениях управляющих сигналов

ENT	ENR	Режим работы	Передатчики TA1 – TA4	Передатчики TB1 – TB4	Приемники RA1 – RA5	Приемники RB1 – RB5
0	0	Норма	Все активны	Все активны	Все активны	Все активны
0	1	Норма	Все активны	Все активны	RA1 – RA4 в третьем состоянии, RA5 активен	RB1 – RB4 в третьем состоянии, RB5 активен
1	0	Отключен	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью
1	1	Отключен	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	RA1 – RA4 в третьем состоянии, RA5 в режиме приема с малой потребляемой мощностью	RB1 – RB4 в третьем состоянии, RB5 в режиме приема с малой потребляемой мощностью

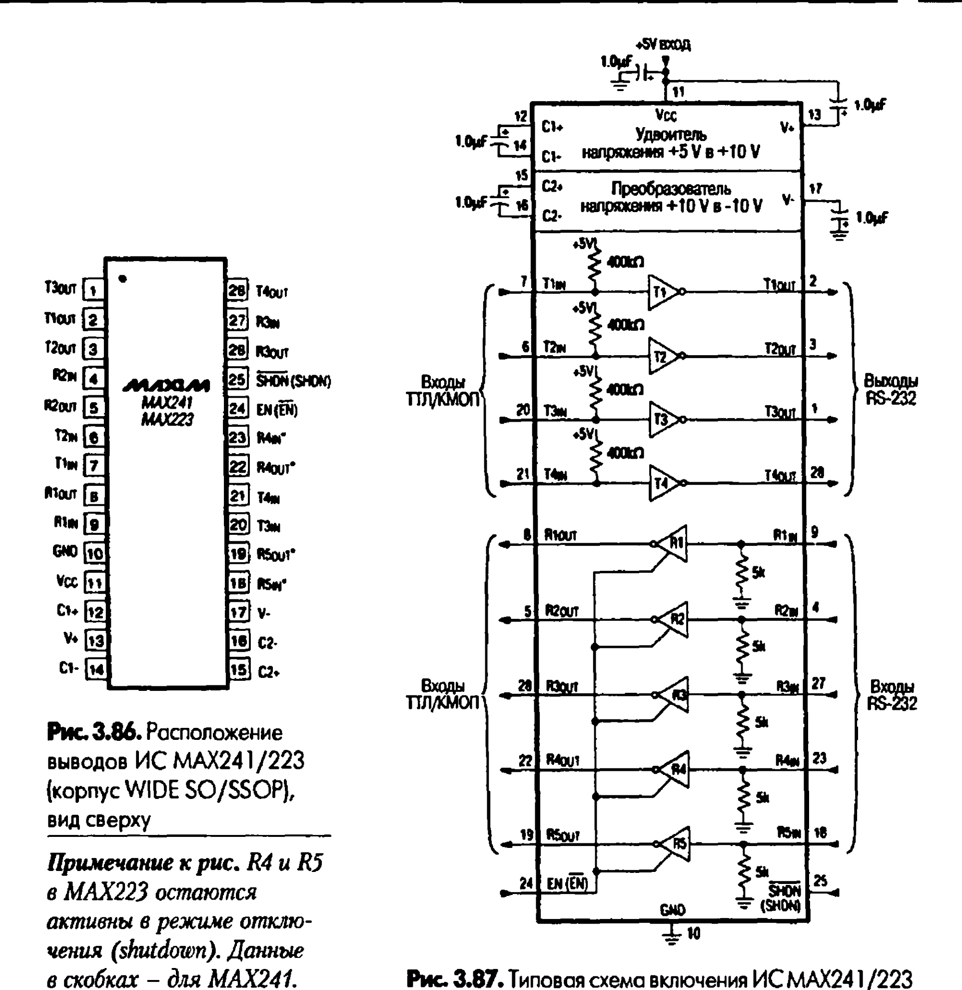


Рис. 3.86. Расположение выводов ИС MAX241/223 (корпус WIDE SO/SSOP), вид сверху

Примечание к рис. R4 и R5 в MAX223 остаются активны в режиме отключения (shutdown). Данные в скобках – для MAX241.

Рис. 3.87. Типовая схема включения ИС MAX241/223

Таблица 3.25. Режимы работы ИС MAX246 при различных значениях управляющих сигналов

ENA	ENB	Режим работы	Передатчики TA1 – TA4	TB1 – TB4	Приемники RA1 – RA5	RB1 – RB5
0	0	Норма	Все активны	Все активны	Все активны	Все активны
0	1	Норма	Все активны	Все в третьем состоянии	Все активны	RB1 – RB4 в третьем состоянии, RB5 активен
1	0	Отключен	Все в третьем состоянии	Все активны	RA1 – RA4 в третьем состоянии состоянии, RA5 активен	Все активны
1	1	Отключен	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	RA1 – RA4 в третьем состоянии, RA5 в режиме приема с малой потребляемой мощностью	RB1 – RB4 в третьем состоянии, RB5 в режиме приема с малой потребляемой мощностью

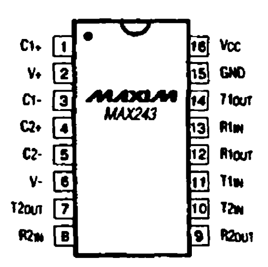


Рис. 3.88. Расположение выводов ИС MAX243 (корпус DIP/SO), вид сверху

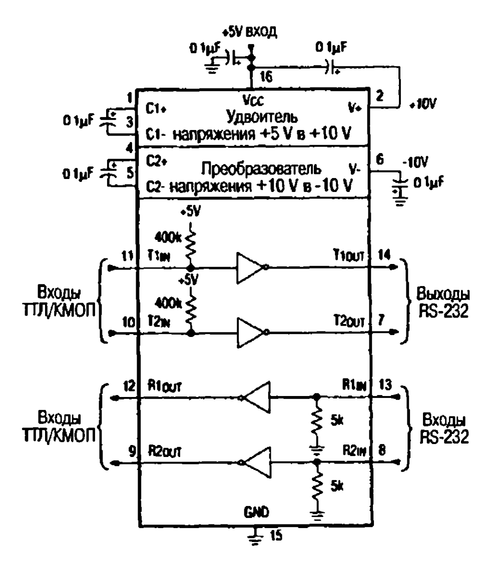


Рис. 3.89. Типовая схема включения ИС MAX243

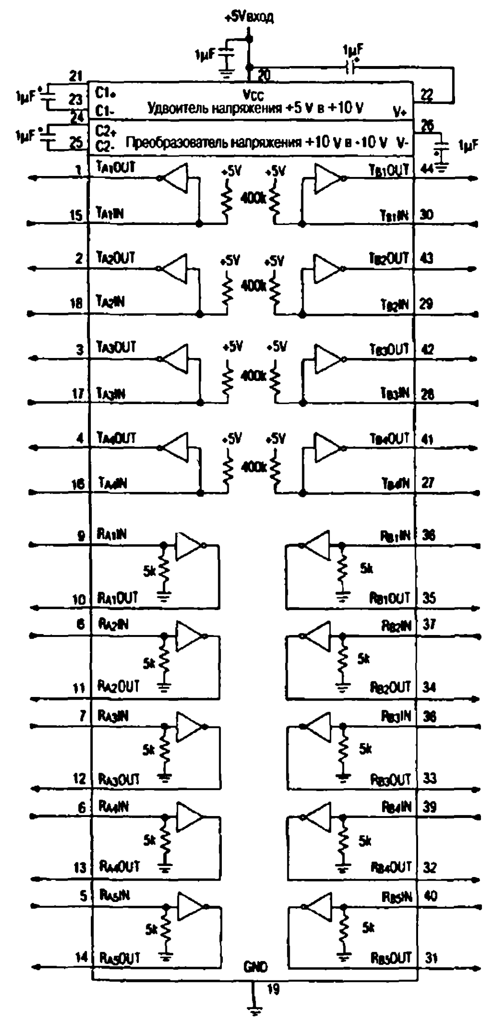


Рис. 3.90. Типовая схема включения ИС MAX244

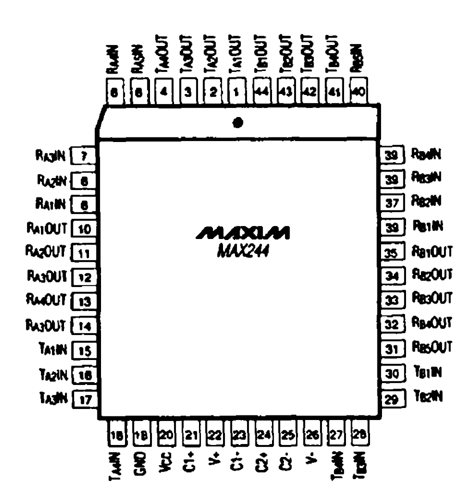


Рис. 3.91. Расположение выводов ИС MAX244 (корпус PLCC), вид сверху

Примечание к рис. *MAX244 содержит: 10 постоянно активных приемников (5 со стороны A и 5 со стороны B); 8 передатчиков (4 со стороны A и 4 со стороны B). Нет никаких управляющих выводов.*

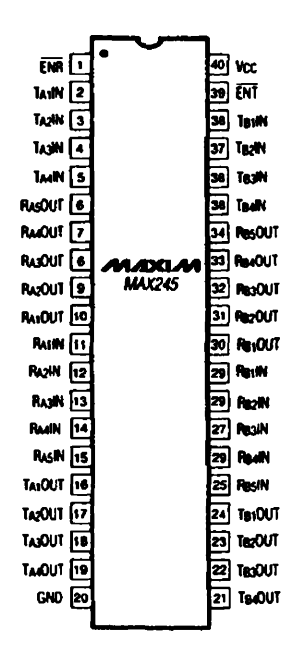


Рис. 3.92. Расположение выводов ИС MAX245 (корпус DIP), вид сверху

Примечание к рис. MAX245 содержит: 10 приемников (5 со стороны A и 5 со стороны B – RA5 и RB5 всегда активны); 8 передатчиков (4 со стороны A и 4 со стороны B); 2 управляющих вывода (включение приемника ($\overline{ENR}$) и включение передатчика ($\overline{ENT}$)).

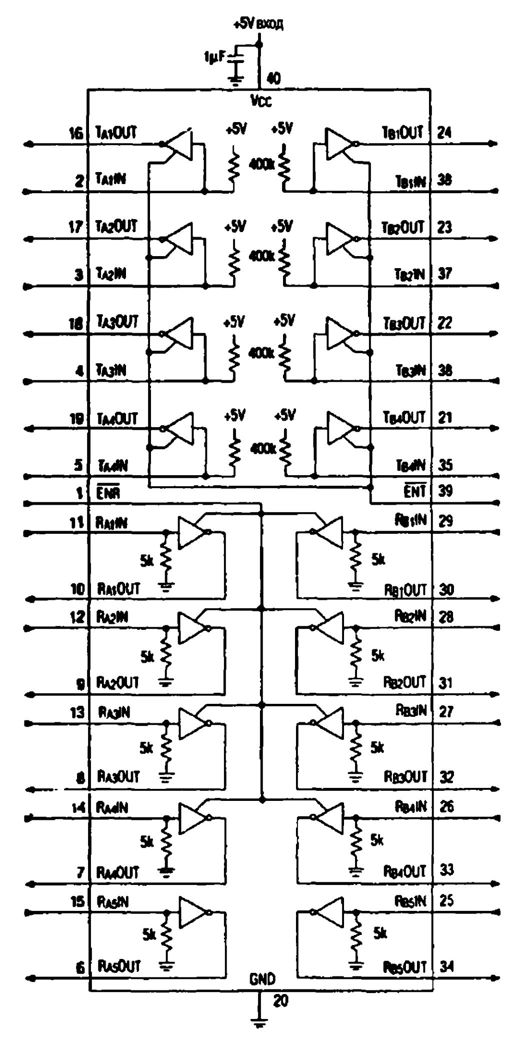


Рис. 3.93. Типовая схема включения ИС MAX245

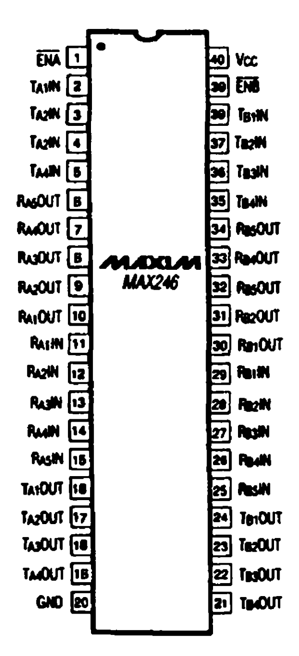


Рис. 3.94. Расположение выводов ИС MAX246 (корпус DIP), вид сверху

Примечание к рис. *MAX246 содержит: 10 приемников (5 со стороны A и 5 со стороны B – RA5 и RB5 всегда активны); 8 передатчиков (4 со стороны A и 4 со стороны B); управляющие выводы (включение стороны A ($\overline{ENA}$), включение стороны B ($\overline{ENB}$)).*

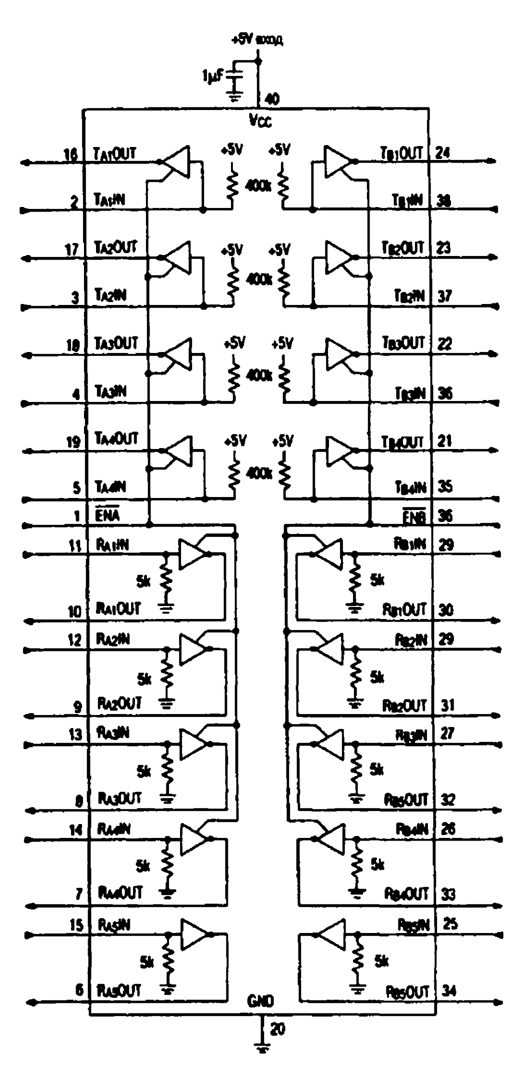


Рис. 3.95. Типовая схема включения ИС MAX246

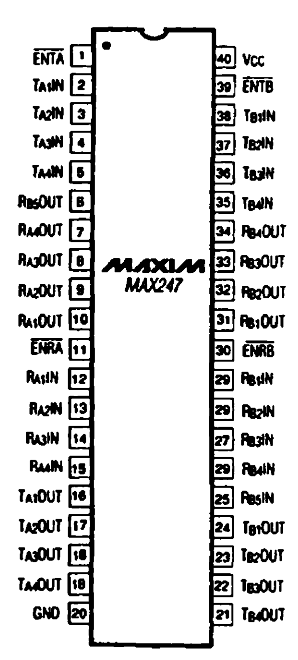


Рис. 3.96. Расположение выводов ИС MAX247 (корпус DIP), вид сверху

Примечание к рис. MAX246 содержит: 9 приемников (4 со стороны A и 5 со стороны B – RB5 всегда активен); 8 передатчиков (4 со стороны A и 4 со стороны B); 4 управляющих сигнала (включение приемника со стороны A ($\overline{ENRA}$), включение приемника со стороны B ($\overline{ENRB}$), включение передатчика со стороны A ($\overline{ENTA}$), включение передатчика со стороны B ($\overline{ENTB}$)).

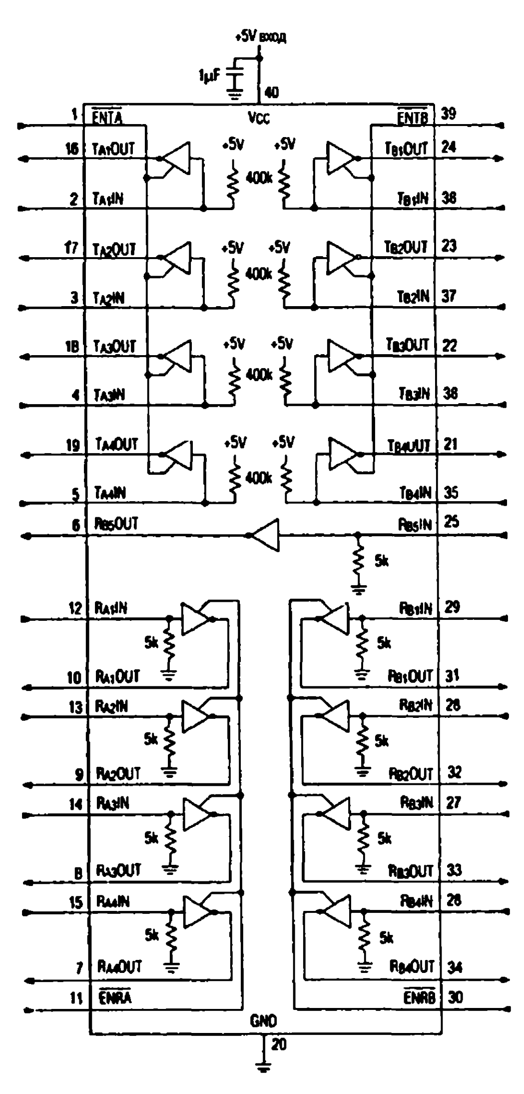


Рис. 3.97. Типовая схема включения ИС MAX247

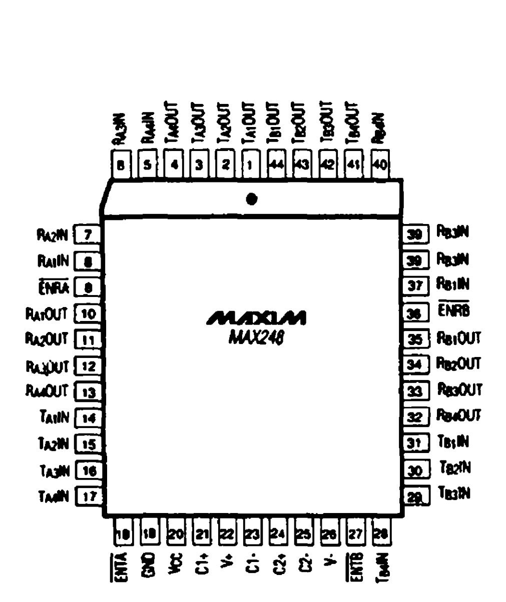


Рис. 3.98. Расположение выводов ИС MAX248, вид сверху (корпус PLCC)

Примечание к рис. MAX248 содержит: 8 приемников (4 со стороны A и 4 со стороны B); 8 передатчиков (4 со стороны A и 4 со стороны B); 4 управляющих вывода (включение приемника со стороны A ($\overline{ENRA}$), включение приемника со стороны B ($\overline{ENRB}$), включение передатчика со стороны A ($\overline{ENTA}$), включение передатчика со стороны B ($\overline{ENTB}$)).

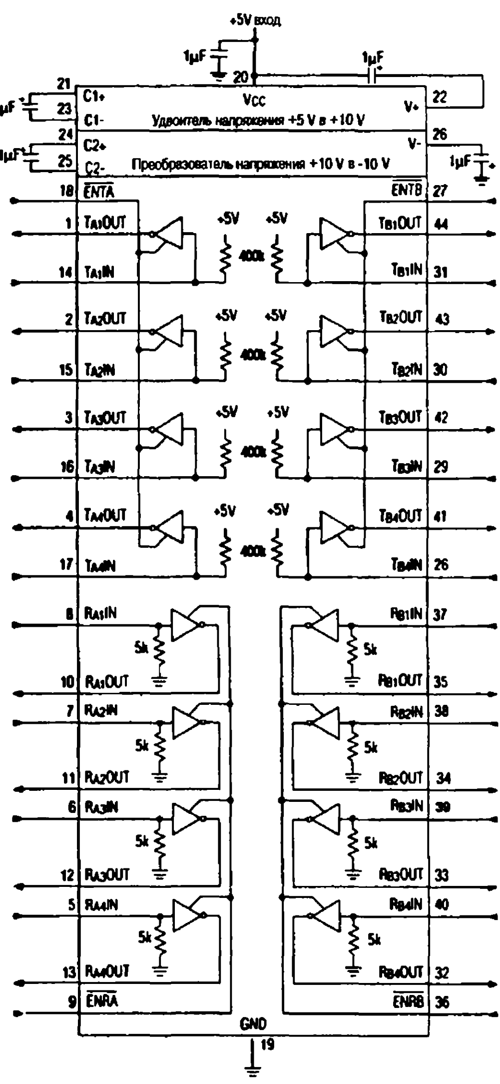


Рис. 3.99. Типовая схема включения ИС MAX248

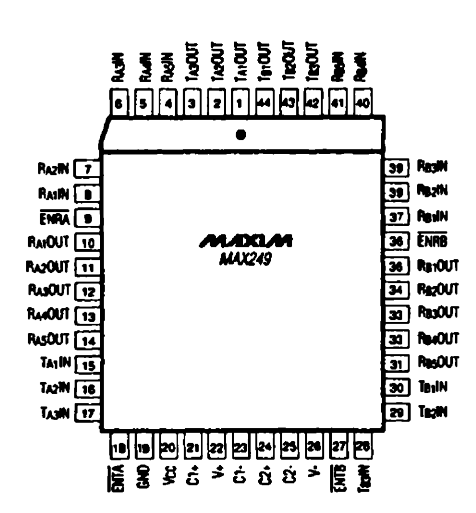


Рис. 3.100. Расположение выводов ИС MAX249, вид сверху (корпус PLCC)

Примечание к рис. MAX249 содержит: 10 приемников (5 со стороны A и 5 со стороны B); 6 передатчиков (3 со стороны A и 3 со стороны B); 4 управляющих вывода (включение приемника со стороны A ($\overline{ENRA}$), включение приемника со стороны B ($\overline{ENRB}$), включение передатчика со стороны A ($\overline{ENTA}$), включение передатчика со стороны B ($\overline{ENTB}$)).

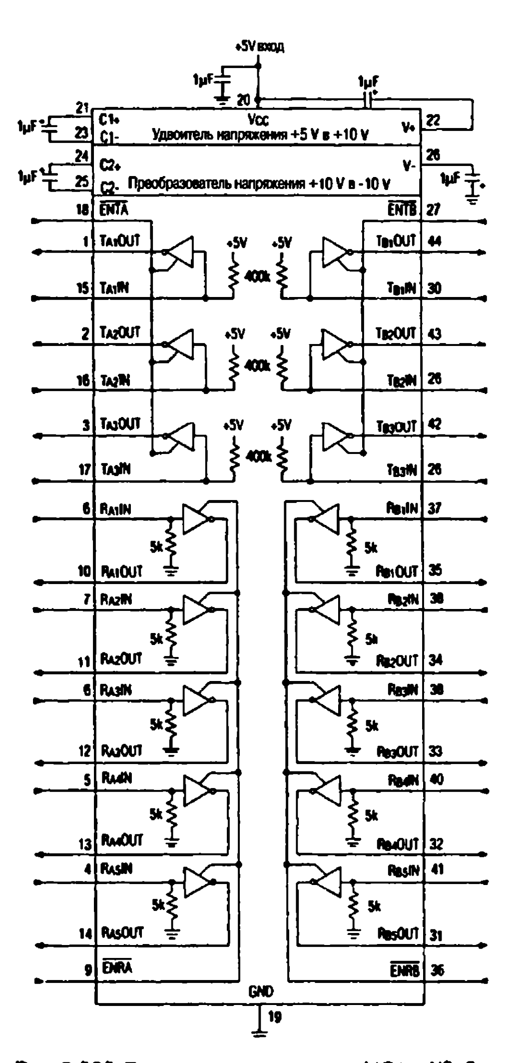


Рис. 3.101. Типовая схема включения ИС MAX249

Таблица 3.26. Режимы работы ИС MAX247/248/249 при различных значениях управляющих сигналов

$\overline{ENTA}$	$\overline{ENTB}$	$\overline{ENRA}$	$\overline{ENRB}$	Режим работы	ИС	Передатчики		Приемники	
					MAX247	TA1 – TA4	TB1 – TB4	RA1 – RA4	RB1 – RB5
					MAX248	TA1 – TA4	TB1 – TB4	RA1 – RA4	RB1 – RB4
					MAX249	TA1 – TA3	TB1 – TB3	RA1 – RA5	RB1 – RB5
0	0	0	0	Норма		Все активны	Все активны	Все активны	Все активны
0	0	0	1	Норма		Все активны	Все активны	Все активны	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
0	0	1	0	Норма		Все активны	Все активны	Все в третьем состоянии	Все активны
0	0	1	1	Норма		Все активны	Все активны	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
0	1	0	0	Норма		Все активны	Все в третьем состоянии	Все активны	Все активны
0	1	0	1	Норма		Все активны	Все в третьем состоянии	Все активны	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
0	1	1	0	Норма		Все активны	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все активны
0	1	1	1	Норма		Все активны	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
1	0	0	0	Норма		Все в третьем состоянии	Все активны	Все активны	Все активны
1	0	0	1	Норма		Все в третьем состоянии	Все активны	Все активны	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
1	0	1	0	Норма		Все в третьем состоянии	Все активны	Все в третьем состоянии	Все активны

Таблица 3.26. Режимы работы ИС MAX247/248/249 при различных значениях управляющих сигналов (окончание)

$\overline{ENTA}$	$\overline{ENTB}$	$\overline{ENRA}$	$\overline{ENRB}$	Режим работы	ИС	Передатчики		Приемники	
					MAX247	TA1 – TA4	TB1 – TB4	RA1 – RA4	RB1 – RB5
					MAX248	TA1 – TA4	TB1 – TB4	RA1 – RA4	RB1 – RB4
					MAX249	TA1 – TA3	TB1 – TB3	RA1 – RA5	RB1 – RB5
1	0	1	1	Норма		Все в третьем состоянии	Все активны	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
1	1	0	0	Отключен		Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью
1	1	0	1	Отключен		Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным
1	1	1	0	Отключен		Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в режиме приема с малой потребляемой мощностью
1	1	1	1	Отключен		Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии	Все в третьем состоянии; в MAX247 приемник RB5 остается активным

3.7.8. Импульсный генератор для источника питания интерфейса RS-485 с гальванической развязкой

На рис. 3.102 и 3.103 изображены типовая схема включения и схема проверки ИС MAX253, а в табл. 3.27 – назначение выводов этой микросхемы. В табл. 3.28–3.31 указаны рекомендуемые параметры, типы внешних схемных элементов и их поставщики. Микросхема MAX253 представляет собой монолитный импульсный генератор с усилителем, специально разработанный для создания изолированного источника питания мощностью до 1 Вт для интерфейсов RS-485 или RS-232 с гальванической развязкой. На ИС через первичную обмотку трансформатора со средней точкой подается напряжение 5 или 3,3 В от основного источника питания. Параметры вторичной обмотки трансформатора выбираются исходя из требуемого напряжения изолированного источника питания. Задающий генератор с частотой, вдвое большей частоты выходных импульсов трансформатора, управляет мощными ключами через триггер. Поэтому каждый ключ находится в открытом состоянии в течение 50% времени рабочего цикла. В режиме отключения ток потребления равен 0,4 мкА. На рис. 3.104–3.113 представлены различные варианты типовых схем включения ИС MAX253. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-125...2-135.)

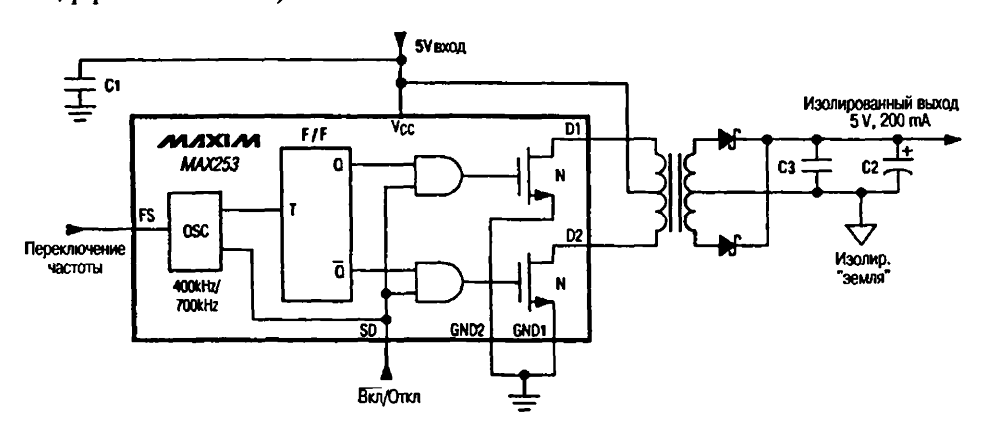


Рис. 3.102. Типовая схема включения ИС MAX253

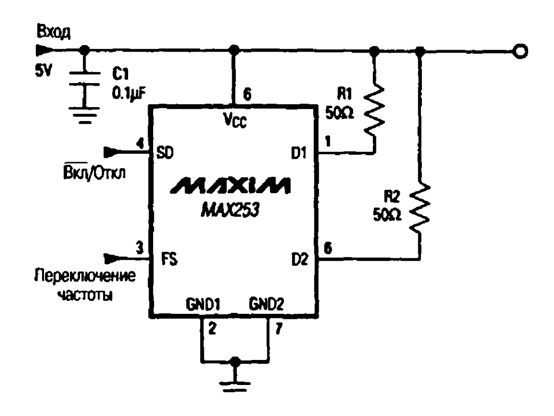


Рис. 3.103. Схема проверки ИС MAX253

Таблица 3.27. Назначение выводов ИС MAX253

Вывод	Обозначение	Назначение
1	D1	Открытый сток первого ключевого транзистора с N-каналом для возбуждения трансформатора
2	GND1	«Земля». Выводы GND1 и GND2 заземлите
3	FS	Установка частоты внутреннего генератора. Если вывод FS соединен с V_{CC} или не подключен, то частота переключения равна 350 кНц, если вывод FS заземлен – то 200 кГц
4	SD	Вход сигнала отключения. Для нормальной работы – заземлить. Для отключения – подать сигнал высокого логического уровня
5	N. C.	Нет внутреннего соединения
6	V_{CC}	Напряжение питания +5 В
7	GND2	«Земля». Выводы GND1 и GND2 заземлите
8	D2	Открытый сток второго ключевого транзистора с N-каналом для возбуждения трансформатора

Таблица 3.28. Параметры трансформаторов для разхличных напряжений

Параметры		Вариант преобразования напряжения				
		+5 В в ±10 В	+5 В в +5 В	+3,3 В в +5 В	+5 В в +24 В	+5 В в ±5 В; ±12 В
Отношение числа витков обмоток трансформатора (ЦО – с отводом от центра обмотки)		1 ЦО : 1	1 ЦО : 1,3 ЦО	1 ЦО : 2,1 ЦО	1 ЦО : 5 ЦО	1 ЦО : 1,5 ЦО : 3 ЦО
Типовое число витков обмоток	первичная	44 ЦО	44 ЦО	28 ЦО	44 ЦО	44 ЦО
	вторичная	44	56 ЦО	56 ЦО	220 ЦО	66 ЦО, 132 ЦО
Произведение ЕТ для первичной обмотки	FS – низкий уровень	16,3 В мкс	18,3 В мкс	12 В мкс	16,3 В мкс	16,3 В мкс
	FS – высокий уровень	11 В мкс	11 В мкс	7,2 В мкс	11 В мкс	11 В мкс

Таблица 3.29. Рекомендуемые поставщики трансформаторов и оптронов

Трансформаторы	Сердечники трансформаторов	Оптроны
BH electronics Тел. (507) 532-3211 Факс (507) 532-3705	Philips Components Тел. (407) 881-3200 Факс (407) 881-3300	Quality Technology Тел. (408) 720-1440 Факс (408) 720-0848
Coilcraft Тел. (708) 639-6400 Факс (708) 639-1469	Magnetics inc. Тел. (412) 282-8282 Факс (412) 282-6955	Sharp Electronics Тел. (206) 834-2500 Факс (206) 834-8903
Coiltronics Тел. (407) 241-7876 Факс (407) 241-9339	Fair-Rite Products Тел. (914) 895-2055 Факс (914) 895-2629	Siemens Components Тел. (408) 777-4500 Факс (408) 777-4983

Таблица 3.30. Типы конденсаторов и рекомендуемые поставщики

Метод производства	Конденсаторы
Поверхностный монтаж	Matsuo, серия 267 (с низким значением ЭПС) Тел. в США: (714) 969-2491, факс: (714) 960-6492 Sprague Electric co., серия 595D/293D (с очень низким значением ЭПС) Тел. в США: (603) 224-1961, факс: (603) 224-1430 Murata Erie, керамические конденсаторы Тел. в США: (800) 831-9172, факс: (404) 436-3030
Монтаж в сквозных отверстиях высококачественных печатных плат	Sanyo, серия OS-CON (с очень низким значением ЭПС) Тел. в США: (619) 661-6835, факс: (619) 661-1055 Тел. в Японии: 81-7-2070-1005, факс: 81-7-2070-1174
Монтаж в сквозных отверстиях печатных плат	Nichicon, серия PL (с низким значением ЭПС) Тел. в США: (708) 843-7500, факс: (708) 843-2798 Тел. в Японии: 81-7-5231-8461, факс: 81-7-5256-4158

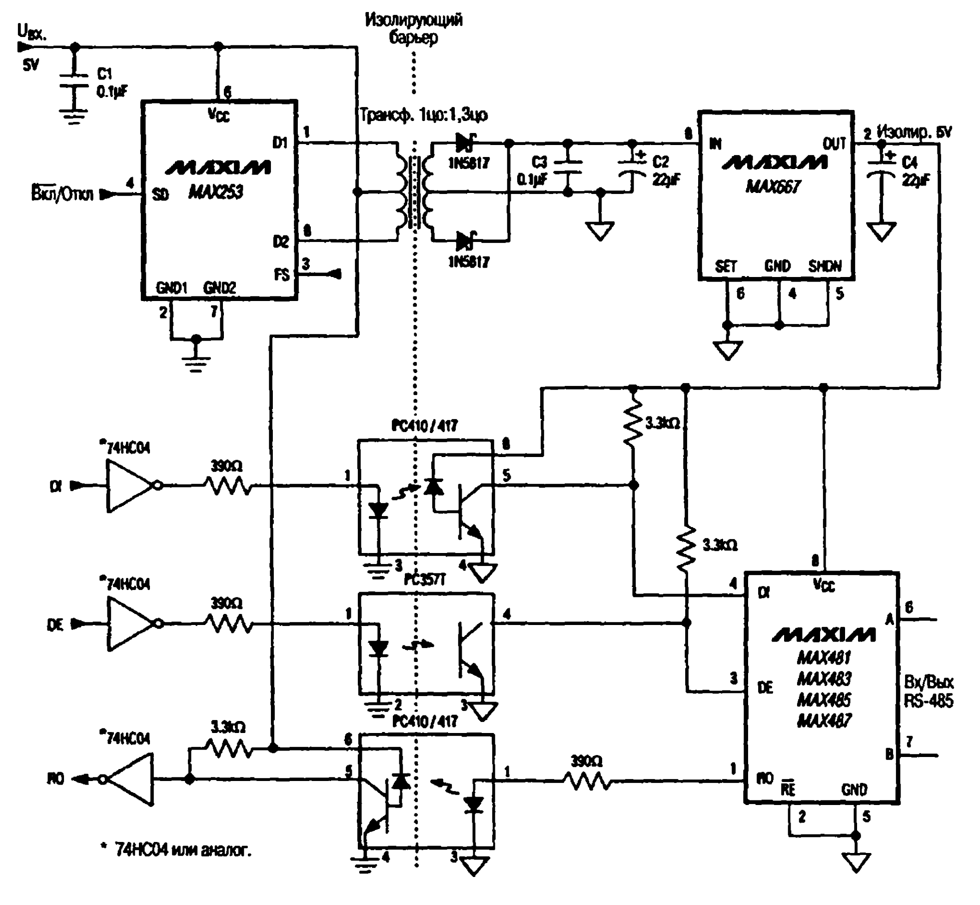


Рис. 3.104. Типовая схема включения ИС MAX253 для интерфейса RS-485 с напряжением питания 5 В

Таблица 3.31. Рекомендуемые комплектующие изделия для организации интерфейсов с различными скоростями передачи данных

Скорость передачи данных	Тип ИС для интерфейса RS-485		Тип оптрона для сигнала	
	полный дуплекс	полудуплекс	DI/RO	DE
250 Кбит/с	MAX488/MAX489	MAX483/MAX487	PC417*	PC357T*
2,5 Мбит/с	MAX490/MAX491	MAX481/MAX485	PC410*	PC357T

Примечание к табл. * – оптроны серии PC, производитель Sharp Electronics (тел. в США: (206) 834-2500, факс: (206) 834-8903); Sharp Electronics, Europe GmbH (тел. в Германии: (040) 230-760, факс: (040) 230-764).

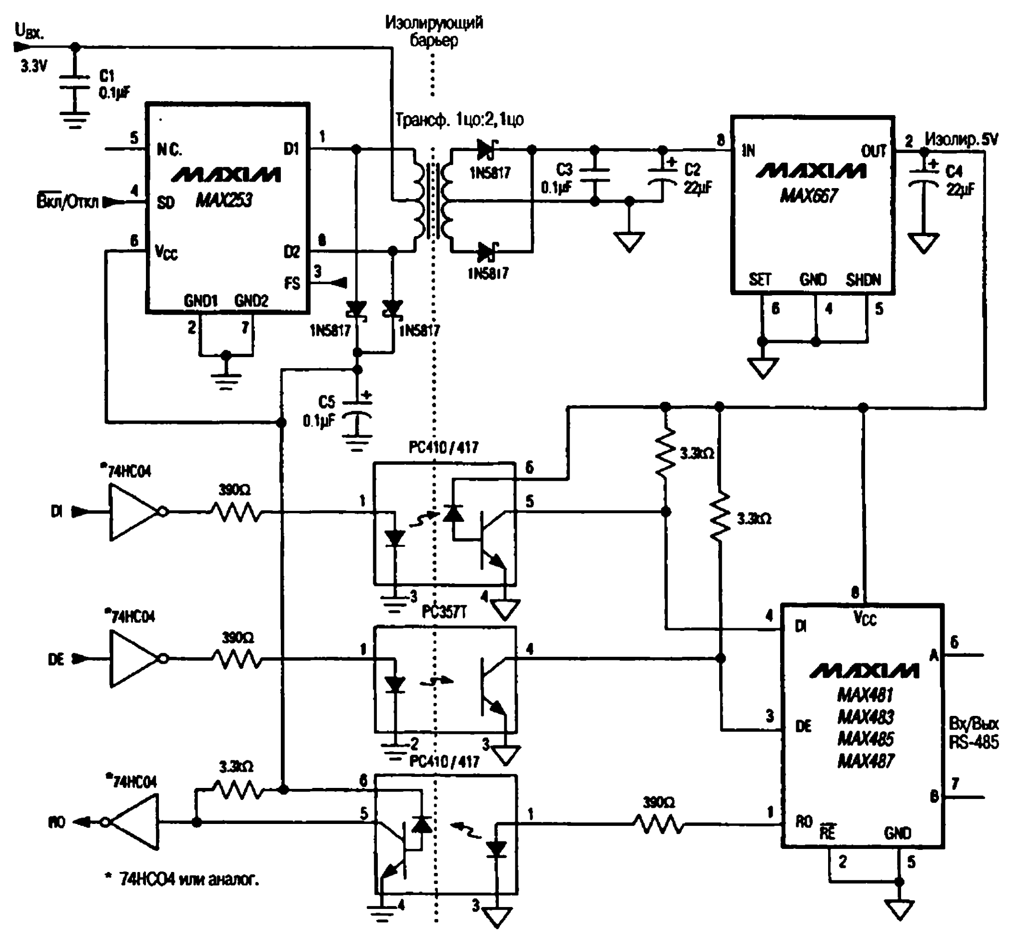


Рис. 3.105. Типовая схема включения ИС MAX253 для интерфейса RS-485 с напряжением питания 3,3 В

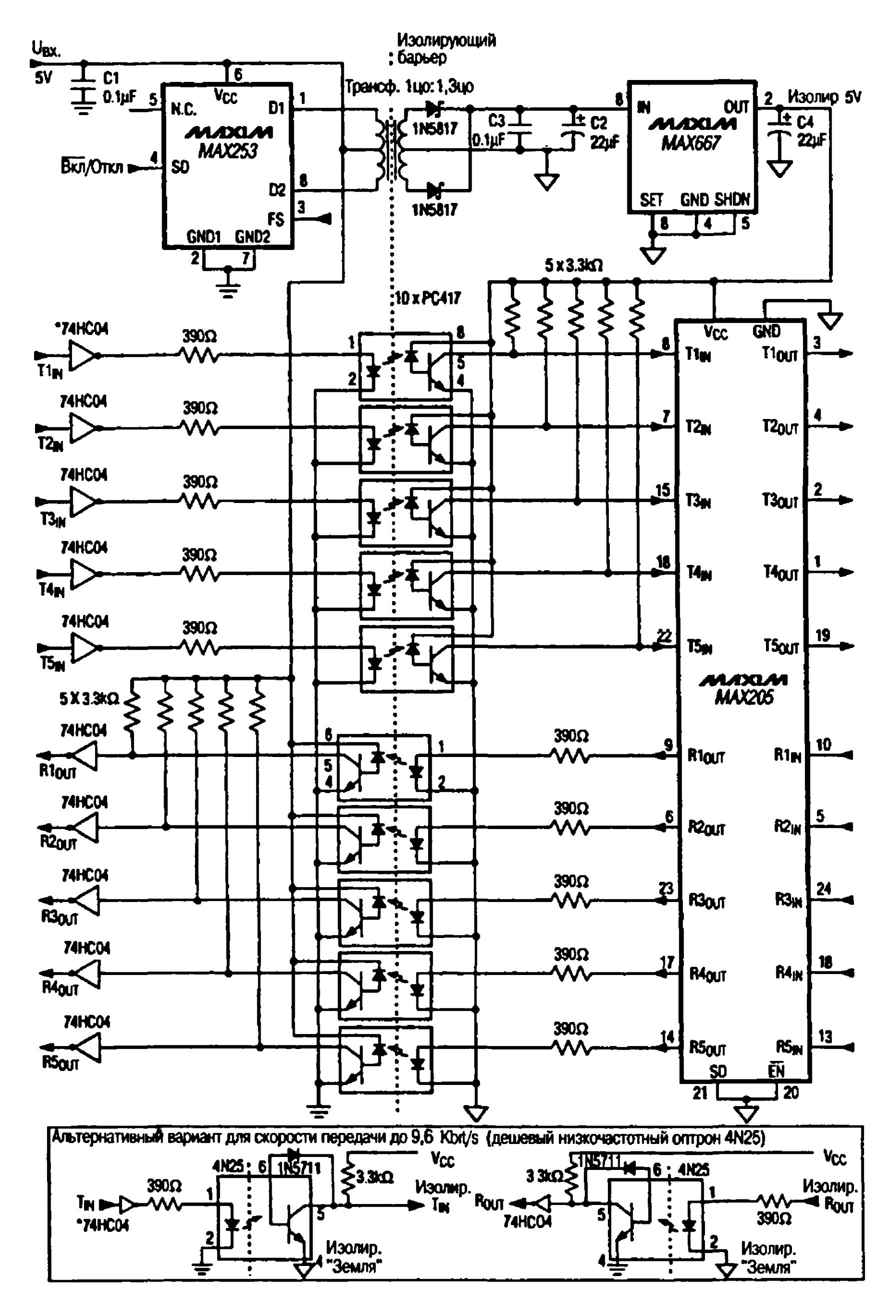


Рис. 3.106. Типовая схема включения ИС MAX253 для интерфейса RS-232

*Примечание к рис. * – 74HC04 или аналог.*

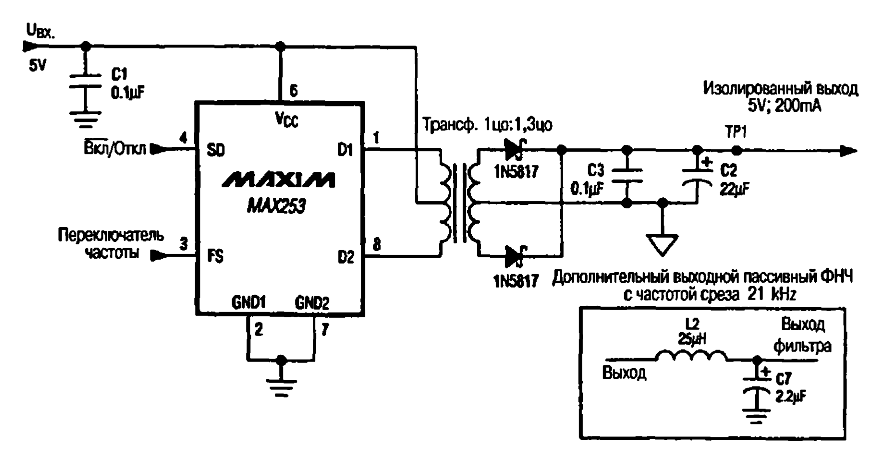


Рис. 3.107. Типовая схема включения ИС MAX253 для преобразования напряжения 5 В в изолированное напряжение 5 В

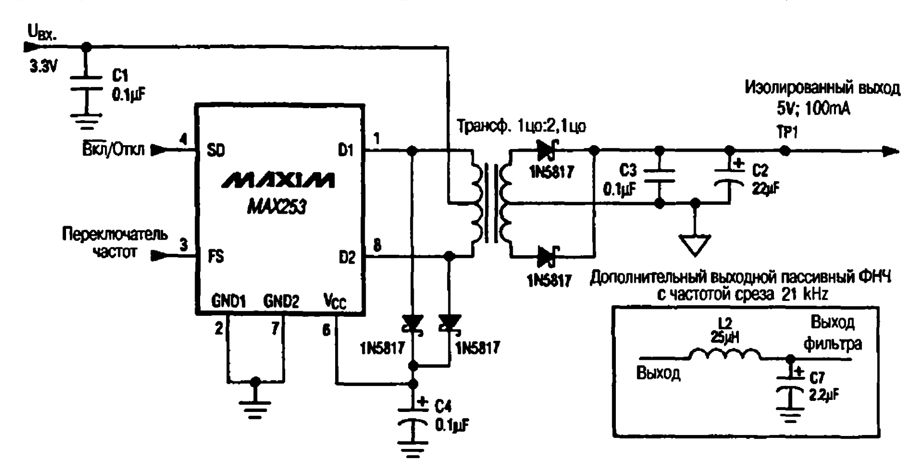


Рис. 3.108. Типовая схема включения ИС MAX253 для преобразования напряжения 3,3 В в изолированнае напряжение 5 В

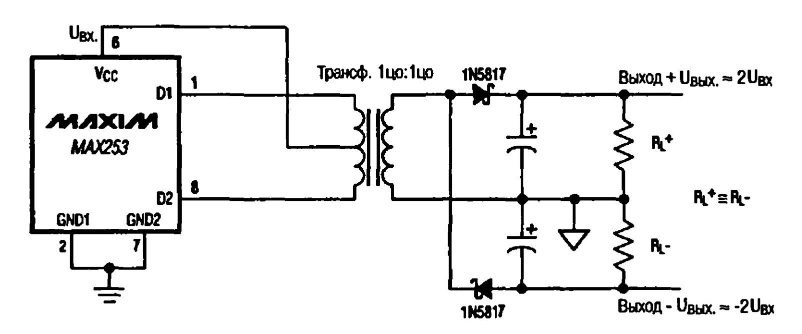


Рис. 3.109. Типовая схема включения ИС MAX253 для двухполярного источника питания с удвоением входного напряжения

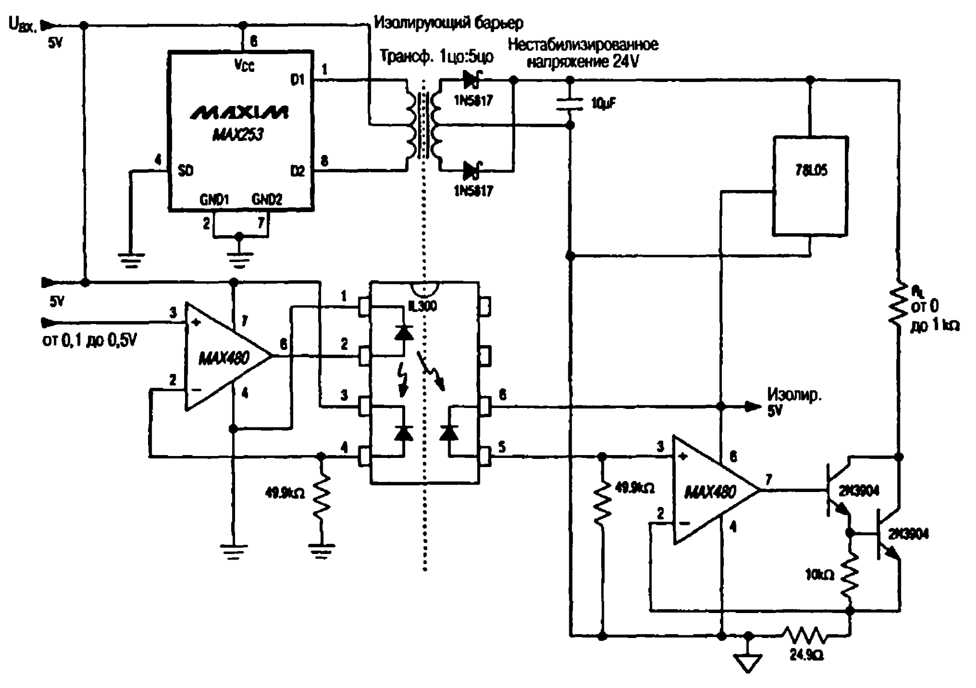


Рис. 3.110. Типовая схема включения ИС MAX253 со стабилизатором напряжения

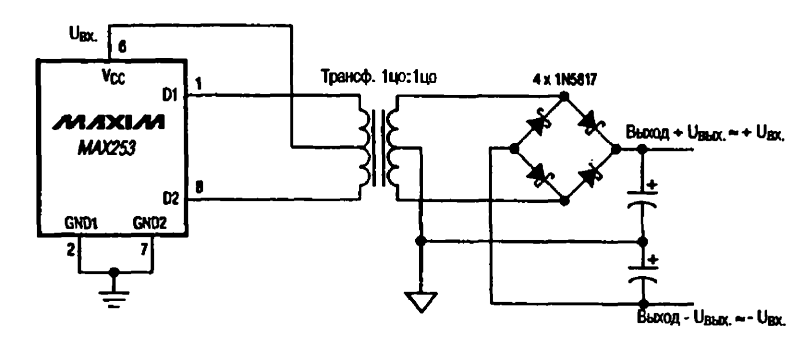


Рис. 3.111. Типовая схема включения ИС MAX253 для двухполярного источника питания

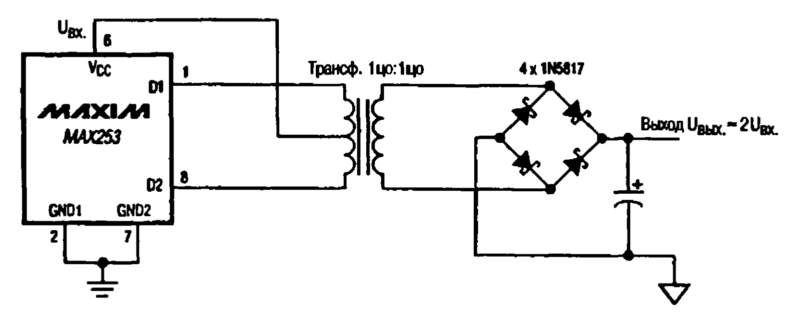


Рис. 3.112. Типовая схема включения ИС MAX253 с удвоением входного напряжения

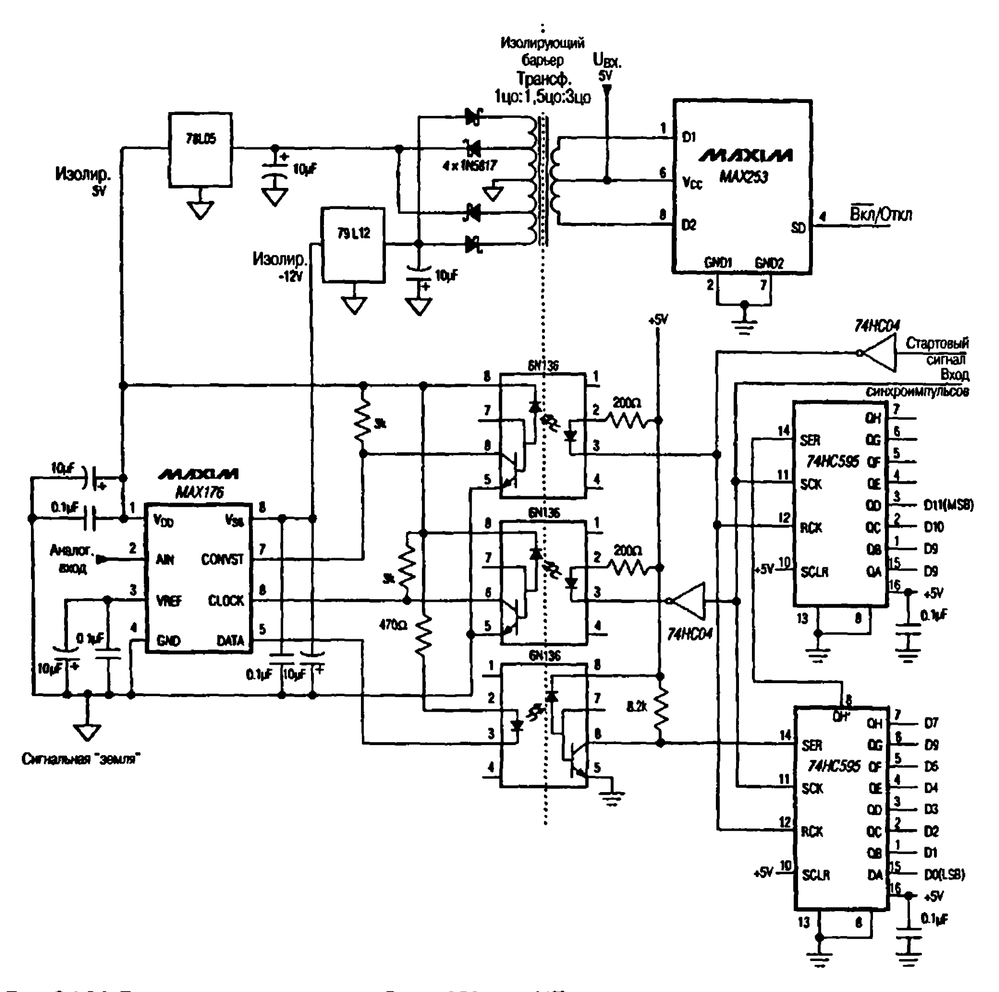


Рис. 3.113. Типовая схема включения ИС MAX253 для АЦП с гальванической развязкой

3.7.9. Приемопередатчики с пониженной потребляемой мощностью для интерфейсов RS-485/422

На рис. 3.114, 3.115 изображено расположение выводов ИС MAX481/483/485/487 для различных типов корпусов, а на рис. 3.116 – типовая схема включения. В табл. 3.32 приведено назначение выводов микросхем, а в табл. 3.33, 3.34 – выходные сигналы их передатчиков и приемников при различных значениях входных и управляющих сигналов. В табл. 3.35 даны сравнительные характеристики микросхем. На рис. 3.117–3.121 показаны типовые схемы включения и расположение выводов ИС MAX488–491, на рис. 3.122 – применение микросхем MAX481/483/485/487 для организации типовой сети RS-485, а на рис. 3.123 – применение микросхем MAX488–491 для организации полнодуплексной сети обмена данными по интерфейсу RS-485. На рис. 3.124 показано использование микросхем MAX488–491 в качестве

ретранслятора. Отметим, что выводы $\overline{RE}$ и DE имеются только на MAX489/491. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 2-159, 2-165...2-168, 2-171, 2-172.)

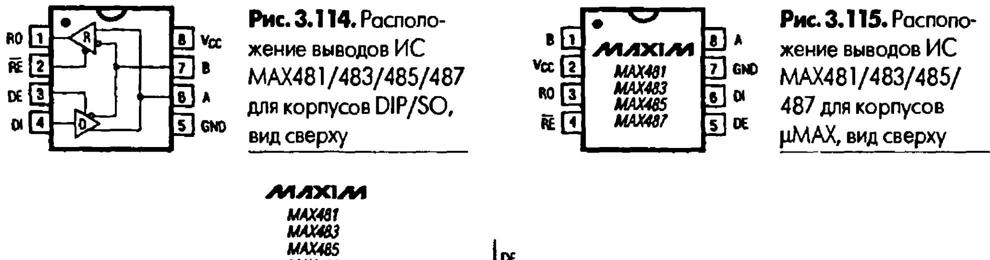


Рис. 3.114. Расположение выводов ИС MAX481/483/485/487 для корпусов DIP/SO, вид сверху

Рис. 3.115. Расположение выводов ИС MAX481/483/485/487 для корпусов µMAX, вид сверху

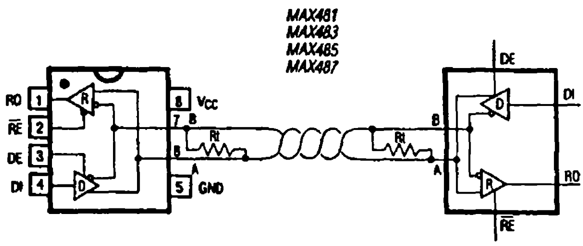


Рис. 3.116. Типовая схема включения ИС MAX481/483/485/487 для корпусов DIP/SO

Таблица 3.32. Назначение выводов ИС MAX481/483/485/487–491

Вывод MAX481/483/485/487 DIP/SO	MAX481/483/485/487 µMAX	MAX488/490 DIP/SO	MAX488/490 µMAX	MAX 489/491 DIP/SO	Обозначение	Назначение
1	3	2	4	2	RO	Выход приемника: если A > B на 200 мВ, то на RO установится высокий уровень напряжения, а если A < B на 200 мВ – низкий
2	4	–	–	3	$\overline{RE}$	Сигнал включения выхода приемника. RO включен, если на $\overline{RE}$ низкий уровень напряжения; если высокий – RO находится в состоянии высокого входного сопротивления
3	5	–	–	4	DE	Сигнал включения выхода передатчика. Выходы передатчика Y и Z включены, если на DE высокий уровень напряжения; если низкий – они находятся в состоянии высокого входного сопротиаления. Когда выходы передатчика включены, то ИС работает в качестве передатчика линии связи. Когда же выходы передатчика находятся в состоянии высокого аходного сопротивления, микросхема работает в качестве приемника линии связи (если на $\overline{RE}$ низкий уровень напряжения)
4	6	3	5	5	DI	Вход передатчика. Если на DI подан низкий уровень напряжения, то на выходе Y установится низкий уровень, а на Z – высокий. Соответственно высокий уровень на DI устанааливает выходы Y и Z в состояния высокого и низкого уровня

Таблица 3.32. Назначение выводов ИС MAX481/483/485/487–491 (окончание)

Вывод MAX481/483/ 485/487 DIP/SO	μMAX	MAX488/490 DIP/SO	μMAX	MAX 489/491 DIP/SO	Обозначение	Назначение
5	7	4	6	6,7	GND	«Земля»
–	–	5	7	9	Y	Неинвертированный выход передатчика
–	–	6	8	10	Z	Инвертированный выход передатчика
6	8	–	–	–	A	Неинвертированный вход приемника и неинвертированный выход передатчика
–	–	8	2	12	A	Неинвертированный вход приемника
7	1	–	–	–	B	Инввртированный вход приемника и инвертированный выход передатчика
–	–	7	1	11	B	Инвертированный вход приемника
8	2	1	3	14	V_{CC}	Положительное напряжения питания: от 4,75 до 5,25 В
–	–	–	–	1, 8, 13	N. C.	Не подключен (нет внутреннего соединения)

Таблица 3.33. Выходные сигналы передатчиков ИС MAX481/483/485/487 при различных значениях входных и управляющих сигнапов

Входы $\overline{RE}$	DE	DI	Выходы Z	Y
Состояние безразлично	1	1	0	1
Состояние безразлично	1	0	1	0
0	0	Состояние безразлично	Выс. вх. сопр.	Выс. вх. сопр.
1	0	Состояние безразлично	Выс. вх. сопр.*	Выс. вх. сопр.*

Примечание к табл. * – режим отключения (shutdown) для MAX481/483/487.

Таблица 3.34. Выходные сигналы приемников ИС MAX481/483/485/487 при рaзличных значениях входных и управляющих сигналов

Входы $\overline{RE}$	DE	A-B	Выход RO
0	0	Не менее +0,2 В	1
0	0	Не более –0,2 В	0
0	0	Входы не подключены	1
1	0	Состояние безразлично	Выс. вх. сопр.*

Примечание к табл. * – режим отключения (shutdown) для MAX481/483/487.

Таблица 3.35. Сравнительные характеристики ИС MAX481/483/485/487/488/489/490/491

Тип микросхемы	Вид связи	Скорость передачи данных (Мбит/с)	Ограничение скорости нарастания выходного напряжения	Режим отключения с малым потреблением мощности	Режим выключения приемника/передатчика	Ток в состоянии покоя (мкА)	Количество передатчиков на шине	Количество выводов
MAX481	Полудуплекс	2,5	Нет	Есть	Есть	300	32	8
MAX483	Полудуплекс	0,25	Есть	Есть	Есть	120	32	8
MAX485	Полудуплекс	2,5	Нет	Нет	Есть	300	32	8
MAX487	Полудуплекс	0,25	Есть	Есть	Есть	120	128	8
MAX488	Дуплекс	0,25	Есть	Нет	Нет	120	32	8
MAX489	Дуплекс	0,25	Есть	Нет	Есть	120	32	14
MAX490	Дуплекс	2,5	Нет	Нет	Нет	300	32	8
MAX491	Дуплекс	2,5	Нет	Нет	Есть	300	32	14

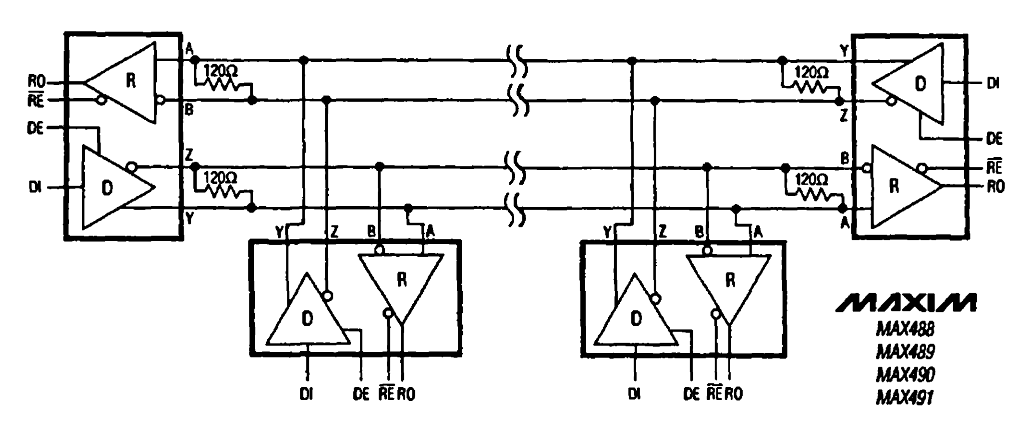


Рис. 3.123. Типовая схема подключения ИС MAX488–491 при организации полнодуплексной сети по стандарту RS-485 (выводы $\overline{RE}$ и DE только для MAX489/491)

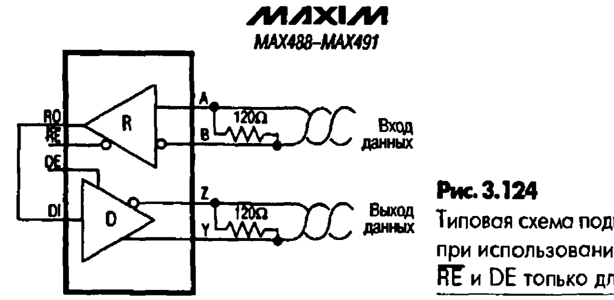


Рис. 3.124
Типовая схема подключения ИС MAX488–491 при использовании в качестве ретранслятора (выводы $\overline{RE}$ и DE только для MAX489/491)

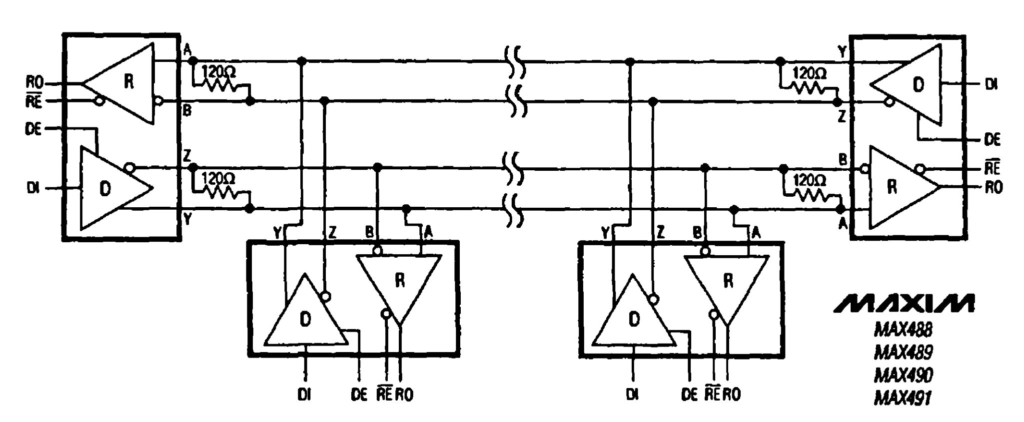


Рис. 3.123. Типовая схема подключения ИС MAX488–491 при организации полнодуплексной сети по стандарту RS-485 (выводы $\overline{RE}$ и DE только для MAX489/491)

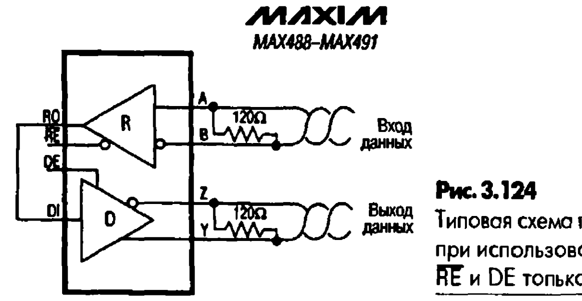


Рис. 3.124
Типовая схема подключения ИС MAX488–491 при использовании в качестве ретранслятора (выводы $\overline{RE}$ и DE только для MAX489/491)

4. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

4.1. Основные мостовые схемы и их работа

Эта глава посвящена мостовым схемам, которые часто применяются с измерительными усилителями. Основные методы проверки и поиска неисправностей в подобных устройствах рассмотрены в главе 6.

В табл. 4.1 приведены характеристики ряда прецизионных измерительных усилителей, а в табл. 4.2 и 4.3 – краткие сведения о преимуществах и недостатках наиболее известных схем согласования для мостов постоянного тока. Характеристики, перечисленные в табл. 4.1–4.3, например коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), более подробно описаны в главе 6. Отметим, что в схемах этой главы звездочкой обозначены пленочные резисторы с точностью 1% (если не указано иное).

4.1.1. Мостовой измерительный усилитель

На рис. 4.1 показана схема измерительного усилителя с 350-омным мостовым датчиком. Специальный тензометрический датчик давления типа BLH/DHF-350 обеспечивает выходное напряжение 3 мВ на каждый вольт напряжения питания моста. Опорное напряжение (10 В), вырабатываемое микросхемой LT1021, через буферный повторитель, выполненный на ИС A1A и A2, подается для питания мостовой схемы, а также на отдельный выход и может быть использовано в качестве опоры аналого-цифрового преобразователя для получения результата измерения в виде относительной (процентной) величины (см. главу 9). Усилитель A3 (с коэффициентом усиления 100) выделяет разностный сигнал моста и подает его на дополнительный усилитель A1B с регулируемым в небольших пределах усилением. Схему на рис. 4.1 можно откалибровать таким образом, чтобы уровень сигнала на выходе был равен точно 10 В при давлении, соответствующем максимуму выбранной шкалы. Чтобы подстроить схему, вначале при нулевом давлении регулировкой «Нуль» (переменный резистор 10 кОм) добейтесь нулевого значения сигнала на выходе. Затем установите максимальное значение давления и регулировкой «Усиление» (переменный резистор 1 кОм) – получите требуемое максимальное значение выходного напряжения. Повторяйте эти процедуры до тех пор, пока не зафиксируете обе точки отсчета. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 5.)

Таблица 4.1. Характеристики прецизионных измерительных усилителей

Параметр	LTC1100	LTC1101	LTC1102	LTC1043 (с использованием усилителя LTC1050)
Напряжение смещения нуля	10 мкВ	160 мкВ	500 мкВ	0,5 мкВ
Дрейф напряжения смещения нуля	100 нВ/°С	2 мкВ/°С	2,5 мкВ/°С	50 нВ/°С
Ток смещения	50 пА	8 нА	50 пА	10 пА
Шум (0,1–10 Гц)	2 мкВ (размах)	0,9 мкВ	2,8 мкВ	1,8 мкВ
Коэффициент усиления	100	10,1	10,1	Программируемое сопротивление
Разброс $K_{усил}$	0,03%	0,03%	0,05%	Возможное значение = 0,001% (ограничено сопротивлением)
Дрейф коэффициента усиления	0,000004/°С	0,000004/°С	0,000005/°С	Возможное значение < 0,000001/°С (ограничено сопротивлением)
Нелинейность усиления	0,000008	0,000008	0,00001	Возможное значение = = 0,000001 (ограничено сопротивлением)
Коэффициент ослабления синфазного сигнала	104 дБ	100 дБ	100 дБ	160 дБ
Источник питания	Одно- или двухполярное, в сумме не более 18 В	Одно- или двухполярное, в сумме не более 18 В	Двухполярное, в сумме не более 44 В	Одно- или двухполярное, в сумме не более 18 В
Ток потребления	2,2 мА	105 мкА	5 мА	2 мА
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения	1,5 В/мкс	0,07 В/мкс	25 В/мкс	1 мВ/мс
Ширина полосы пропускания	8 кГц	33 кГц	220 кГц	10 Гц

4.1.2. Мостовой датчик давления с цепью автоматического регулирования

На рис. 4.2 показан вариант уменьшения напряжения синфазной ошибки мостового датчика. ИС A1 управляет транзистором Q1, который удерживает напряжение в средней точке моста равным нулю во всем диапазоне рабочих режимов. 350-омный резистивный мост с напряжением питания 10 В в сочетании с усилителем A1 обеспечивает возможность установки стабильной рабочей точки, что позволяет устранить синфазное напряжение ошибки даже при однопроводном подключении измерительного усилителя. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 5.)

4.1.3. Малошумящий мостовой усилитель с подавлением синфазных сигналов

На рис. 4.3 показана схема, отличающаяся от изображенной на рис. 4.2 использованием малошумящих биполярных усилителей. Она обладает несколько большим дрейфом напряжения сдвига и более низким уровнем шумов. Такая схема

Таблица 4.2. Варианты схем согласования для мостов постоянного тока

Конфигурация	Преимущества	Недостатки
	Лучший выбор в общем случае. Простая схема. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) обычно больше 110 дБ, дрейф напряжения смещения – 0,05–2 мкВ/°С, точность соблюдения коэффициента усиления – 0,03%, дрейф коэффициента усиления – 0,000004/°С, шум – 10 нВ – 1,5 мкВ для УПТ со стабилизацией прерыванием. Прямой выход опорного напряжения	Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дрейф и стабильность коэффициента усиления могут не вполне соответствовать требованиям наиболее высокоточных схем. Может потребоваться второй каскад для подстройки усиления
	КОСС > 120 дБ, дрейф напряжения смещения – 0,05 мкВ/°С. Возможно достижение точности соблюдения коэффициента усиления 0,001%. Дрейф коэффициента усиления – 0,000001/°С при использовании надлежащих резисторов. Шум – 10 нВ – 1,5 мкВ/Гц$^{1/2}$ для УПТ со стабилизацией прерыванием. Прямой выход опорного напряжения. Простая подстройка усиления. Применение коммутируемого конденсатора обеспечивает низкочастотную фильтрацию. Хороший вариант при высоких требованиях к характеристикам устройства – применение монолитной версии (LTC1043)	Средняя степень сложности изготовления. Ограниченная полоса частот. Для установки коэффициента усиления требуется применение внешних резисторов обратной связи
	КОСС > 160 дБ, дрейф напряжения смещения – от 0,05 до 0,25 мкВ/°С. Возможно достижение точности соблюдения коэффициента усиления до 0,001%. Дрейф коэффициента усиления – 0,000001/°С при использовании надлежащих резисторов и соответствующей стабильности питающих напряжений, возможен уровень шума 1 нВ/Гц$^{1/2}$, простая подстройка коэффициента усиления	Требует применения плавающего питания. Отсутствует прямой выход опорного напряжения. Дрейф плавающего питания ограничивает коэффициент усиления. Для установки усиления требуется применение внешних резисторов обратной связи
	КОСС ≈140 дБ, дрейф напряжения смещения – 0,05–0,25 мкВ/°С. Возможно достижение точности соблюдения коэффициента усиления до 0,001%. Дрейф коэффициента усиления – 0,000001/°С при использовании надлежащих резисторов и соответствующей стабильности питающих напряжений, возможен уровень шума 1 нВ/Гц$^{1/2}$. Простая подстройка коэффициента усиления	Отсутствует прямой выход опорного напряжения. Напряжение пробоя стабилитрона определяет усиление и смещение нуля датчика. Для установки усиления требуется применение внешних резисторов обратной связи. Низкое полное сопротивление мостовой схемы требует существенного тока от источника управляющего напряжения или заменяющей его схемы. Данный вариант не является хорошим выбором, если необходима высокая точность

оптимальна в случаях, когда необходимо получить высокую разрешающую способность при измерении малых, медленно меняющихся величин. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 6.)

4.1.4. Малошумящий мостовой усилитель со стабилизацией прерыванием

На рис. 4.4 показана схема, аналогичная изображенной на рис. 4.3, но в ней A1 – усилитель со стабилизацией прерыванием, что позволяет уменьшить напряжение

Таблица 4.3. Дополнительные варианты схем согласования для мостов постоянного тока

Конфигурация	Преимущества	Недостатки
	КОСС > 160 дБ, дрейф напряжения смещения 0,05–0,25 мкВ/°С, возможно достижение точности соблюдения коэффициента усиления до 0,001%, дрейф коэффициента усиления 0,000001/°С при условии применения соответствующих резисторов, простая подстройка усиления, выход опорного напряжения, возможно достижение уровня шумов 1 нВ/Гц$^{1/2}$	Высокие требования к напряжению смещения нуля, обычно используется в изолированных усилителях, для установки усиления нужны внешние резисторы обратной связи
	КОСС – 120–140 дБ, дрейф напряжения смещения – 0,05–0,25 мкВ/°С, возможно достижение точности соблюдения коэффициента усиления до 0,001%, дрейф коэффициента усиления – 0,000001/°С при условии применения надлежащих резисторов, простая подстройка усиления, прямой выход опорного напряжения, возможно достижение уровня шумов 1 нВ/Гц$^{1/2}$	Требует следящих источников питания. Подразумевается высокая степень симметричности мостовой схемы с целью достижения более высокого КОСС. Для установки усиления применяются внешние резисторы обратной связи
	КОСС – 160 дБ, дрейф напряжения смещения – 0,05–0,25 мкВ/°С, возможно достижение точности соблюдения коэффициента усиления до 0,001%, дрейф коэффициента усиления – 0,000001/°С, простая подстройка усиления, прямой выход опорного напряжения, возможно достижение уровня шумов 1 нВ/Гц$^{1/2}$	На практике для реализации схемы требуются два усилителя плюс различные дискретные компоненты. Необходим источник напряжения отрицательной полярности

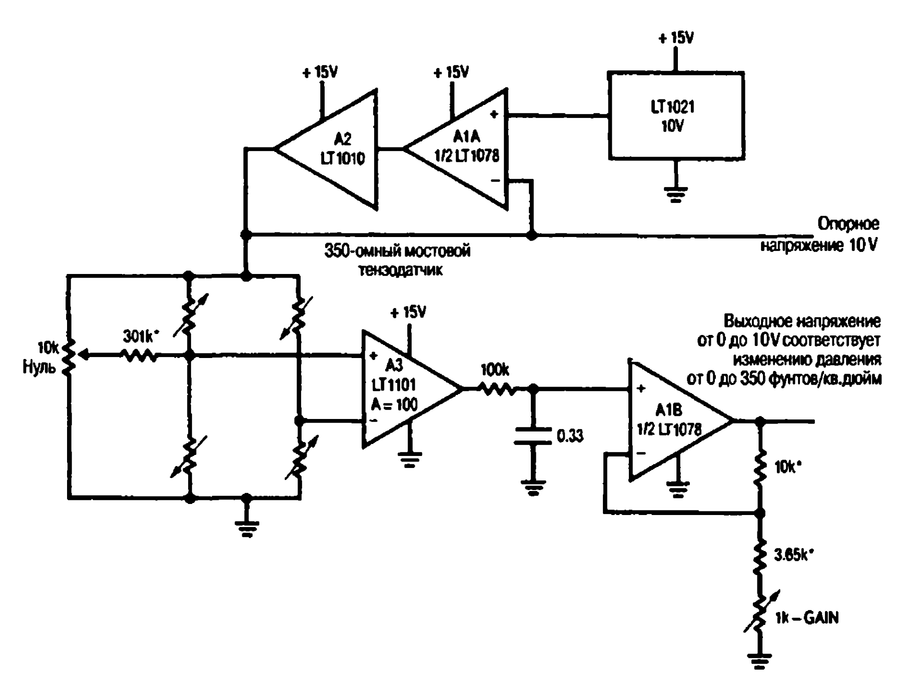


Рис. 4.1. Измерительный усилитель с мостовым датчиком давления

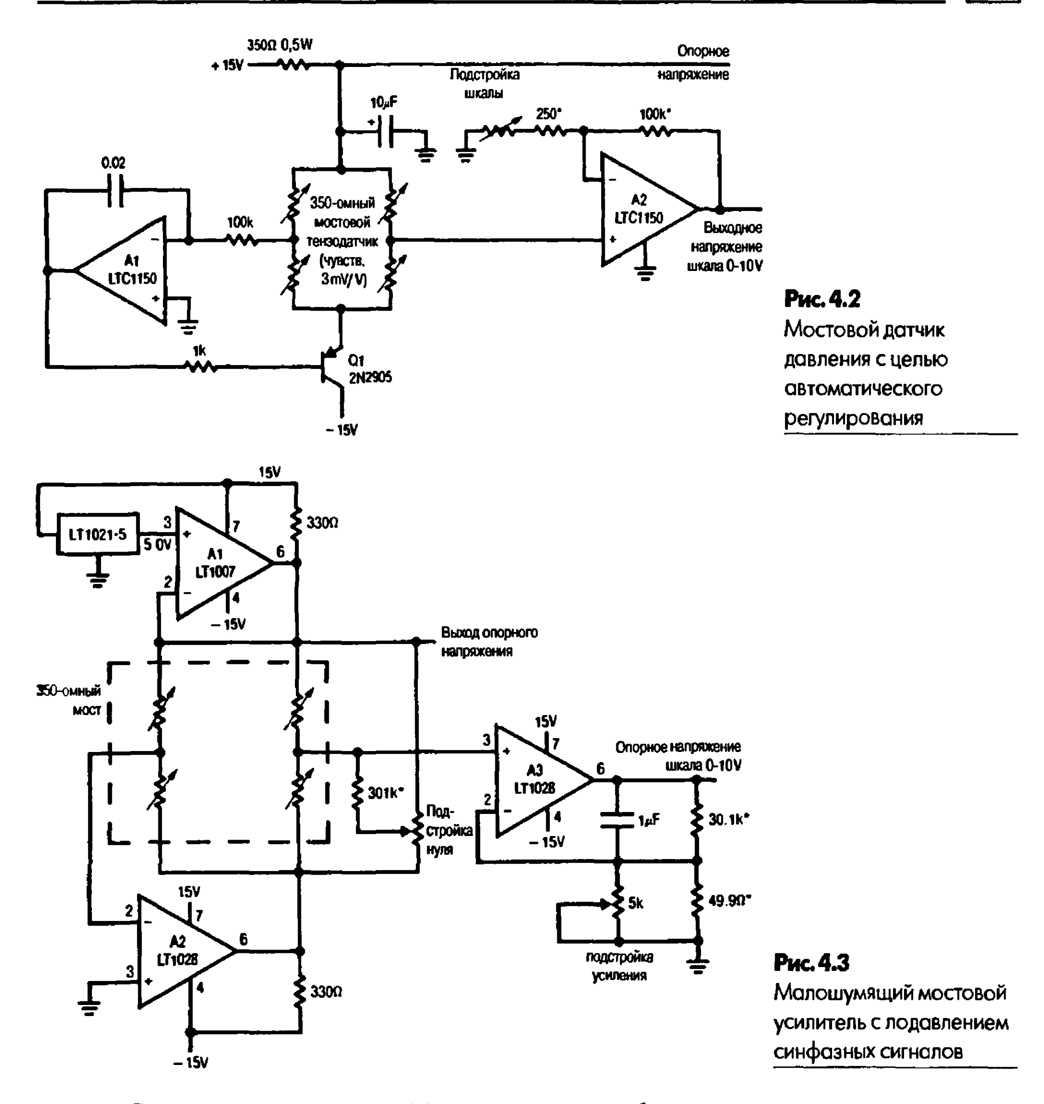


Рис. 4.2
Мостовой датчик давления с целью автоматического регулирования

Рис. 4.3
Малошумящий мостовой усилитель с подавлением синфазных сигналов

сдвига. С помощью усилителя A1 измеряется ошибка по постоянному току на входах усилителя A2, и полученный таким образом сигнал подается в качестве напряжения смещения на второй вход усилителя A1, чтобы снизить напряжение сдвига на выходе схемы до нескольких микровольт. Усилитель A2 подключен таким образом, что система стабилизации всегда работает в пределах линейного участка регулировочной характеристики. Конденсатор емкостью 0,01 мкФ ограничивает полосу пропускания усилителя A1 областью низких частот, в то время как усилитель A2 обеспечивает обработку высокочастотной части спектра поступающего сигнала. Подача напряжения обратной связи с выхода усилителя A2 в среднюю точку моста позволяет устранить влияние усилителя A4 на напряжение сдвига. В противном случае пришлось бы применить подобную петлю коррекции напряжения сдвига для усилителя A4. В целом схема имеет дрейф нуля менее 0,05 мкВ/°С,

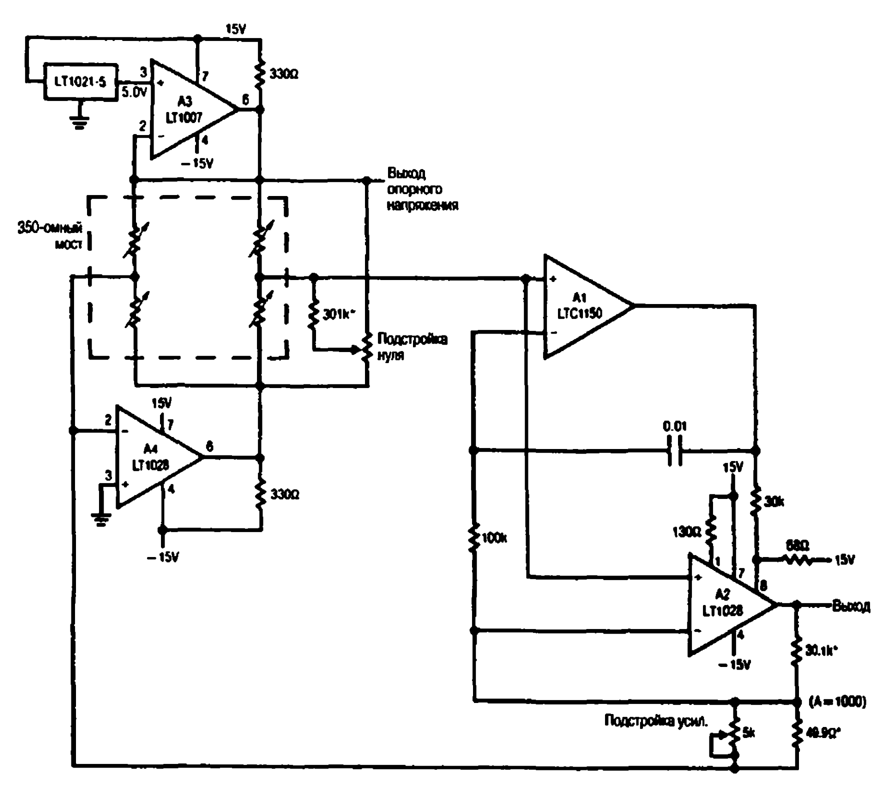


Рис. 4.4. Малошумящий мостовой усилитель со стабилизацией прерыванием

уровень шумов – 1 нВ/Гц$^{1/2}$ и коэффициент ослабления синфазного сигнала, превышающий 160 дБ. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 6.)

4.1.5. Мостовой усилитель с одним источником питания и подавлением синфазных сигналов

На рис. 4.5 показана схема, аналогичная изображенной на рис. 4.4, но с одним источником питания. В ней используется преобразователь положительного напряжения в отрицательное (LTC1044), который смещает вход усилителя A1 и связанную с ним среднюю точку моста к уровню 0 В. Эта петля местной обратной связи позволяет усилителю A2 даже при однопроводном подключении выделить разностный сигнал мостовой схемы. Применение резистивно-емкостного фильтра с сопротивлением 100 кОм и емкостью 0,33 мкФ позволяет минимизировать шумы. Коэффициент усиления A2 устанавливается в соответствии с используемой измерительной шкалой. Так как питание на мостовую схему поступает от стабилизированного источника опорного напряжения, выполненного на микросхеме LT1034, выход усилителя A2 не подвержен влиянию колебаний напряжения питания. Несмотря на то что напряжение питание схемы равно 5 В, напряжение, подаваемое на мост, составляет всего 2,4 В. Такое малое напряжение питания моста

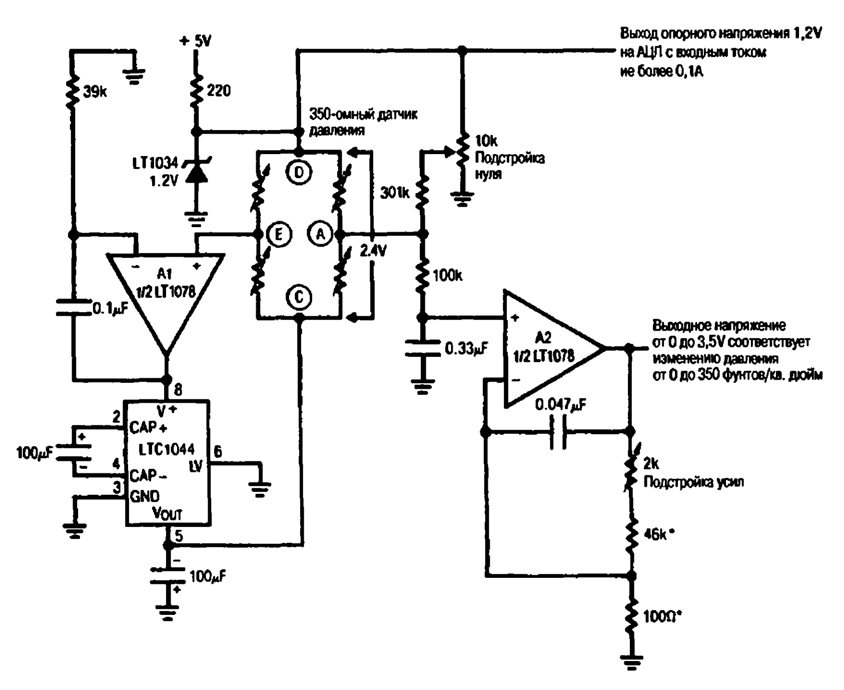


Рис. 4.5. Мостовой усилитель с одним источником литания и подавлением синфазных сигналов

приводит к снижению величины разностного сигнала и соответственно к увеличению ошибок за счет дрейфа нуля усилителя А2. Предел снижения напряжения питания моста определяется выходным сопротивлением КМОП ИС LTC1044. Использован датчик давления типа BLH/DHF-350. Выводы обозначены буквами в кружках. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 7.)

4.1.6. Мостовой усилитель с высокой разрешающей способностью и одним источником питания

На рис. 4.6 показана схема, подобная изображенной на рис. 4.5, но обладающая более высокой разрешающей способностью. В ней используется интегральный преобразователь положительного напряжения в отрицательное типа LT1054, имеющий, по сравнению с предыдущим, малое выходное сопротивление. При этом разность потенциалов на мостовой схеме может достигать 8 В, что требует от LT1054 тока 24 мА, хотя эта ИС способна обеспечивать ток нагрузки до 100 мА. Такой вариант позволяет более эффективно использовать схему и приводит к увеличению соотношения сигнал/шум. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 7.)

4.1.7. Схема для точного измерения веса

На рис. 4.7 показана мостовая схема с переключаемыми конденсаторами, которая используется для измерения веса (в данном случае человеческого тела). Разрешающая способность равна 0,01 фунта (1 фунт = 0,406 кг) при максимальном значении шкалы измерений в 300 фунтов. Для калибровки схемы установите с помощью переменного резистора «подстройки нуля» уровень выходного напряжения

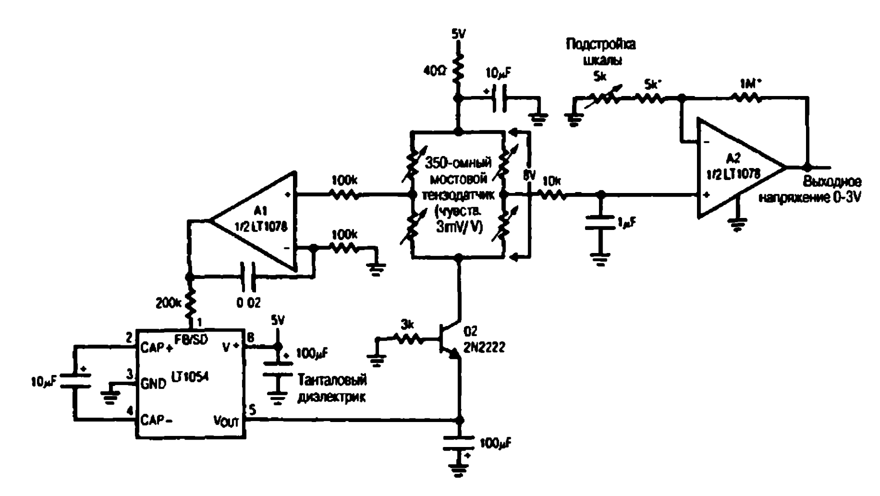


Рис. 4.6. Мостовой усилитель с высокой разрешающей способностью и одним источником питания

равным 0 В при отсутствии груза на весовой платформе. Затем отрегулируйте увеличение выходного напряжения до 3 В при наличии груза в 300 фунтов на платформе. Повторяйте процедуры до тех пор, пока не зафиксируете обе точки отсчета. В схеме использованы конденсатор 0,68 µF с полистироловым диэлектриком, тензоплатформа NCI 3224 и резисторы (обозначенные звездочкой) типа 105A фирмы ULTRONIX. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 8.)

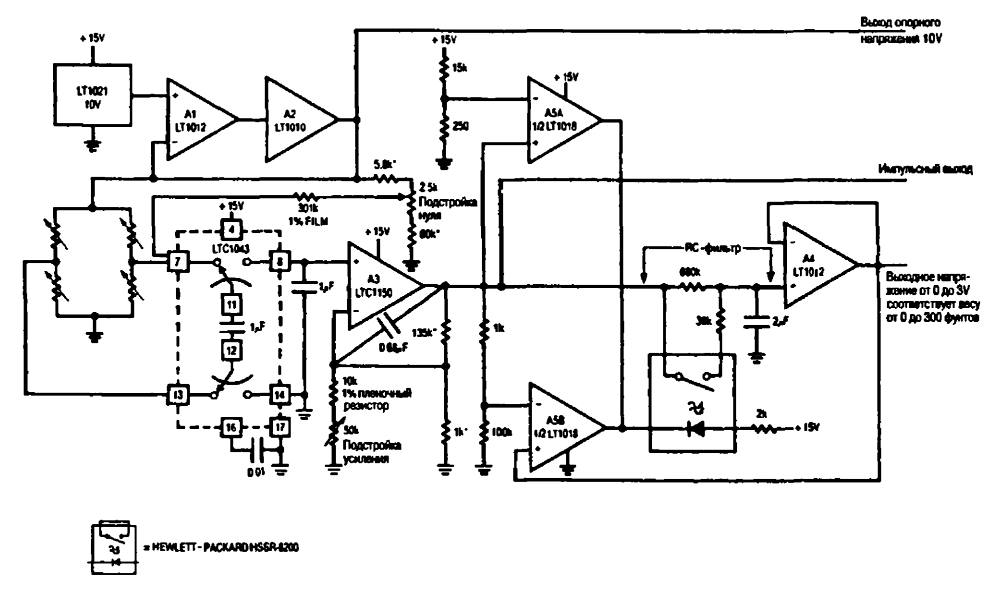


Рис. 4.7. Схема для точного измерения веса

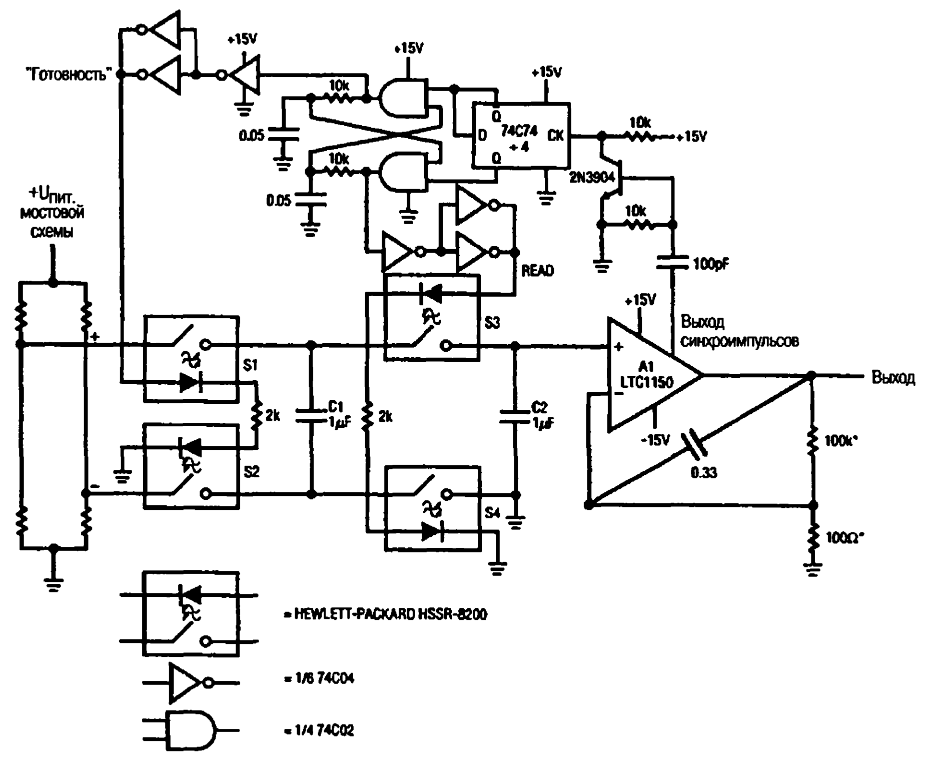


Рис. 4.8. Мостовая схема с «плавающим» входом

4.1.8. Мостовая схема с «плавающим» входом

На рис. 4.8 показана мостовая схема с переключаемыми конденсаторами, с оптической связью и «плавающим» входом. Коэффициент подавления синфазного сигнала для входных каскадов превышает 160 дБ. Усилитель сохраняет работоспособность при изменении уровня синфазного сигнала в пределах от –200 до +200 В. Точность поддержания установленного коэффициента усиления и стабильность работы ограничены только внешними резисторами. Дрейф напряжения смещения составляет 0,05 мкВ/°С. Оптическое управление МОП транзисторами позволяет устранить проблемы накопления заряда, свойственные схемам с переключаемыми конденсаторами на полевых транзисторах. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 10.)

4.1.9. Мостовой резистивный датчик температуры

На рис. 4.9 показана мостовая схема с линеаризованным платиновым резистивным датчиком температуры типа 118MFRTD, подключенным к «земле» с целью повышения эффективности подавления шумов. На одно плечо моста поступает напряжение смещения, а другое плечо, в которое включен чувствительный элемент RTD датчика, управляется источником тока. Это позволяет получить прямо пропорциональную зависимость падения напряжения на RTD от изменения величины температурно-зависимого сопротивления. Разность между этим падением напряжения

и постоянным напряжением в средней точке другого плеча моста образует выходное напряжение мостовой схемы. Для калибровки схемы замените сопротивление R_p точным декадным магазином сопротивлений (General Radio 1432 кОм). Задайте значение сопротивления магазина равным 100 Ом, что соответствует температуре 0 °С, и отрегулируйте смещение так, чтобы получить на выходе напряжение 0 В. Затем замените сопротивление на 154,26 Ом, что соответствует температуре 140 °С, и откорректируйте коэффициент усиления для получения на выходе напряжения в 3,5 В. Далее установите сопротивление магазина равным 249 Ом (для температуры 400 °С) и при помощи регулировки линейности добейтесь, чтобы напряжение на выходе составляло 10 В. Повторяйте эти действия до тех пор, пока не зафиксируете все три точки отсчета. Общая погрешность во всем диапазоне измерений не должна превышать ±0,05 °С. Приводимые сопротивления рассчитаны для чувствительного элемента, имеющего номинальное сопротивление 100 Ом при температуре 0 °С. При отклонении сопротивления чувствительного элемента от этой величины его все же можно использовать, но с другими калибровочными значениями регулировочных сопротивлений. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 11.)

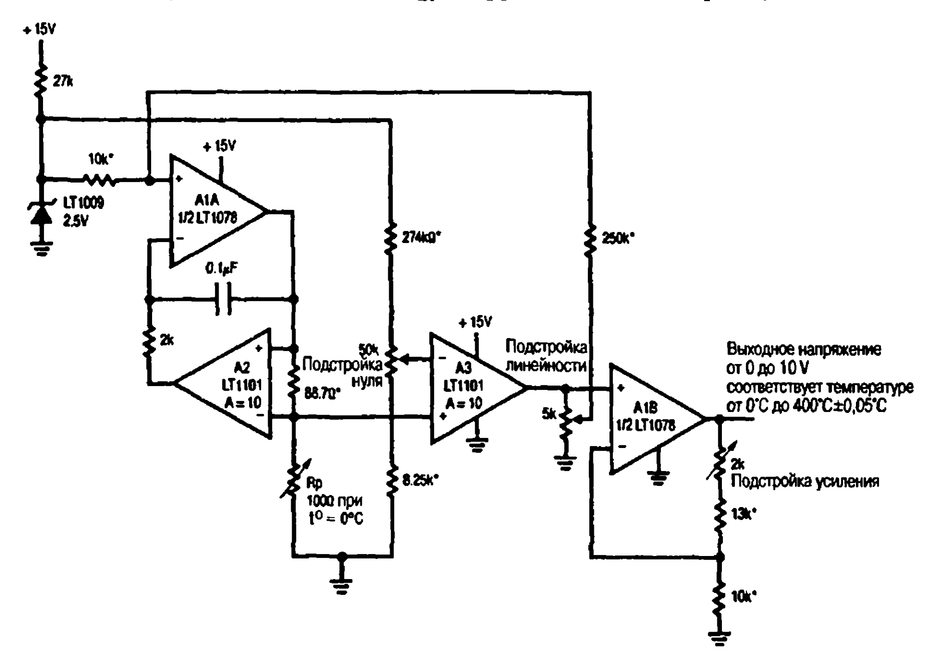


Рис. 4.9. Схема с мостовым платиновым резистивным датчиком температуры

4.1.10. Резистивный датчик температуры с переключаемым конденсатором

На рис. 4.10 показан вариант схемы, приведенной на рис. 4.9, в которой используется переключаемый конденсатор, а усилители A2 и A3 заменены на ИС LTC1043. Однопроводное подключение источника тока и усилителя выходного разностного сигнала моста выполняется с помощью микросхемы LTC1043. Малое значение величины напряжения сдвига в источнике тока и выходном каскаде обусловлено отсутствием усиления в ИС LTC1043. Главный критерий выбора между

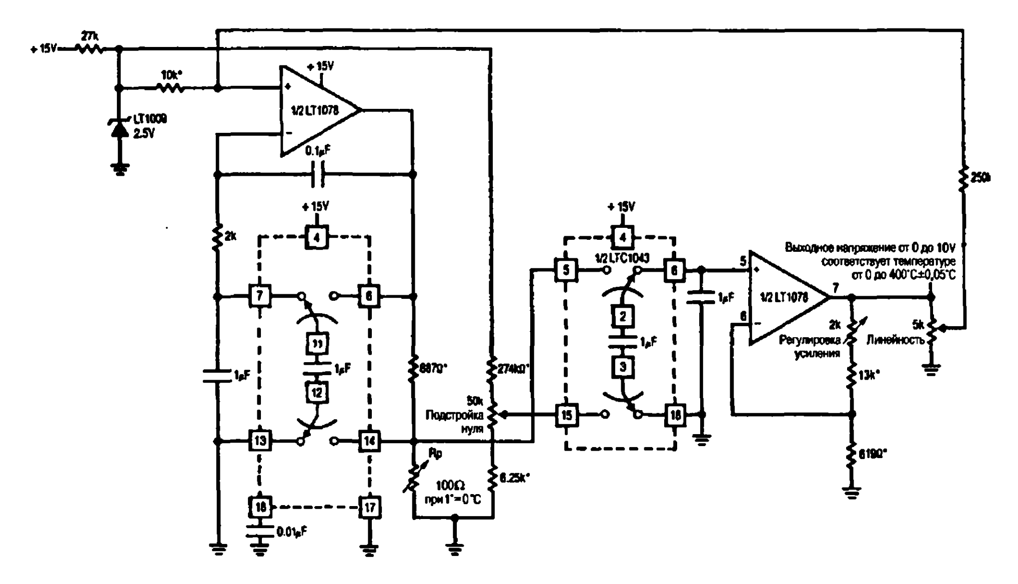


Рис. 4.10. Схема с мостовым платиновым резистивным датчиком температуры и переключаемым конденсатором

двумя указанными схемами – соотношение между количеством компонентов и стоимостью изделия. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 12.)

4.1.11. Терморезисторный мост с линейным выходом

На рис. 4.11 показано применение терморезистора в одном из плеч моста. Регулировкой противоположного плеча значение выходного напряжения моста устанавливается равным 0 В при температуре 0 °C. Усилители A1 и A2 дают возможность

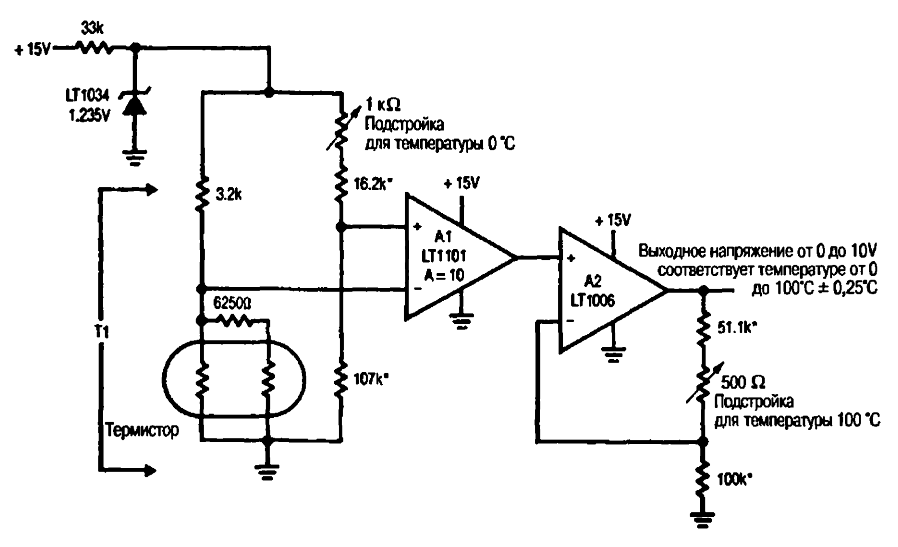


Рис. 4.11. Схема с терморезисторным мостом и линейным выходом (T1 – типа YELLOWSPRINGS # 44201)

дополнительной коррекции коэффициента усиления для окончательной калибровки выхода. Она производится таким же образом, как и для схемы платинового резистивного температурного датчика – рис. 4.9 и 4.10. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 17.)

4.1.12. Мостовая схема с малой потребляемой мощностью

На рис. 4.12а приведена схема, аналогичная изображенной на рис. 4.1, но в данном случае напряжение питания мостовой цепи понижено до 1,2 В. Таким образом, величина тока мостовой цепи понижается с 30 до 3,5 мА. Считывание значений 0,01% при напряжении питания 350-омного тензодатчика 10 В (рис. 4.1) требует разрешающей способности 3 мкВ. Для схемы, показанной на рис. 4.12а, необходима разрешающая способность 360 нВ. Схема на рис. 4.12б аналогична предыдущей, но в ней значение тока мостовой цепи снижено до величины, меньшей 700 мкА. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 18.)

4.1.13. Периодическое включение мостового тензодатчика

На схеме рис. 4.13 (производной от схемы, представленной на рис. 4.6) показан способ уменьшения потребляемой мощности с одновременным сохранением уровня выходного сигнала мостовой цепи. Такое техническое решение приемлемо в том случае, когда на выходе не требуется непрерывный сигнал – большую часть времени схема находится в состоянии покоя и включается только на относительно короткий период. Типичный случай применения такого варианта – выполнение опросов удаленных датчиков о весе резервуаров один раз в неделю. Значение тока в состоянии покоя приблизительно равно 150 мкА, нормальное значение тока во включенном состоянии – 50 мА. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 19.)

4.1.14. Импульсной режим работы мостового тензодатчика

На рис. 4.14 показан мостовой тензодатчик, работающий в импульсном режиме. На рис. 4.15 изображены осциллограммы сигналов на выходе ИС А1А (А), на эмиттере Q1 (В), на выходе ИС 74С221 (С) и на выходе ИС А2 (D). Импульсный характер работы задается последовательностью тактовых сигналов. Во включенном состоянии схема находится не более 250 мкс при частоте повторения около 2 Гц. Такое соотношение позволяет ограничить уровень потребления тока примерно до 200 мкА. Генератор А1А выдает импульсы длительностью 250 мкс каждые 500 мс (сигнал А, см. рис. 4.15). При калибровке нужно установить нулевой уровень и коэффициент усиления. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 20.)

4.1.15. Мостовой датчик с устройством выборки-хранения

На рис. 4.16 показан мостовой датчик, работающий по командам разрешения и с непрерывной выдачей сигнала. На рис. 4.17 приведены осциллограммы сигналов на коллекторе Q2 (А), на выходе LT1021 (В), на выходе А1 (С) и на входе S1 (D). Непрерывность выдачи выходного сигнала поддерживается с помощью добавленного в схему устройства выборки-хранения (УВХ). Транзистор Q2 выключен, если сигнал разрешения находится в состоянии низкого уровня. При этом только микросхемы А2 и S1 потребляют энергию, в результате чего значение тока потребления становится меньше 60 мкА. При переходе сигнала разрешения в состояние высокого уровня транзистор Q2 (сигнал А на рис. 4.17) открывается и обеспечивает

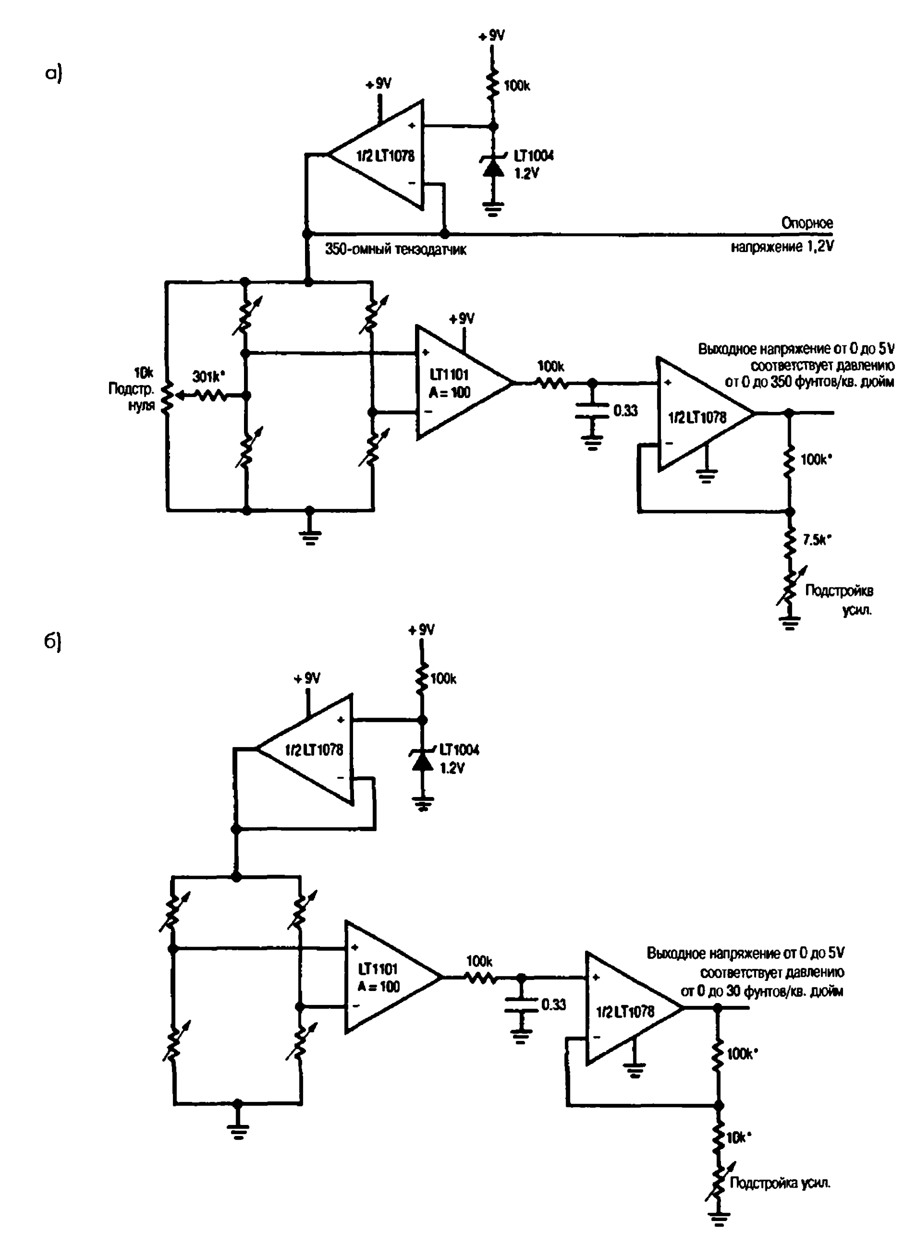


Рис. 4.12. Мостовая схема с малой потребляемой мощностью: а) с напряжением питания моста 1,2 В (датчик давления типа BLH/DHF-350); б) с током моста менее 700 мкА (датчик давления MOTOROLA MPX2200AP)

подачу питания на все остальные элементы схемы. В течение выборки ток питания достигает 20 мА, но при частоте повторения выборок 10 Гц эффективное значение тока потребления снижается до 250 мкА. За счет понижения частоты

Рис. 4.13. Схема с периодическим включением мостового тензодатчика

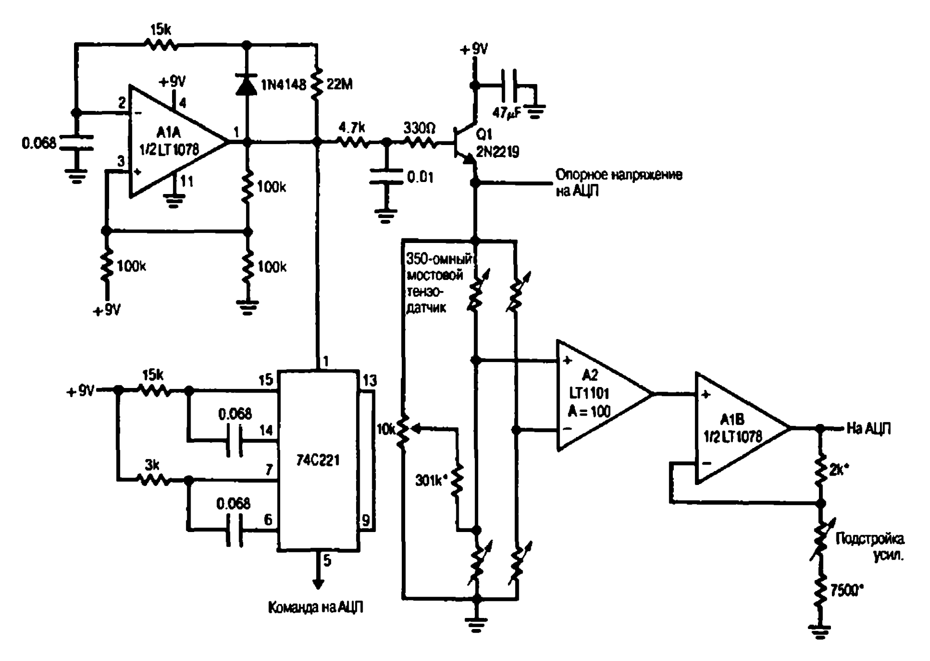


Рис. 4.14. Схема с импульсным режимом работы мостового тензодатчика

повторения выборок можно было бы еще уменьшить эффективное значение тока потребления, но этого не позволяет сделать большая скорость разряда конденсатора C1 (около 1 мВ/100 мс). К тому же при частоте повторения 10 Гц обеспечивается вполне достаточная для большинства преобразователей ширина полосы пропускаемых частот. Разброс чувствительности преобразователей (номинальное

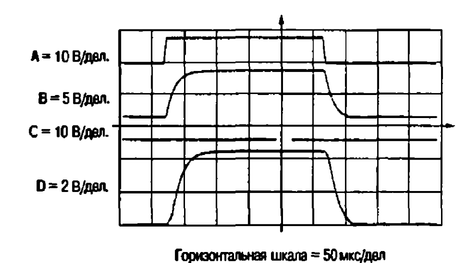


Рис. 4.15
Осциллограммы для импульсного режима работы мостового тензодатчика

значение 3 мВ/В) компенсируется регулировкой усиления с помощью переменного резистора сопротивлением 1 МОм. Точность хранения сигнала на выходе А2 достаточна для 12-разрядных систем. Хотя выходной сигнал выдается непрерывно, информация обновляется с частотой 10 Гц, и это следует учитывать при дальнейшей обработке сигнала датчика, имея в виду известный критерий Найквиста. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 21.)

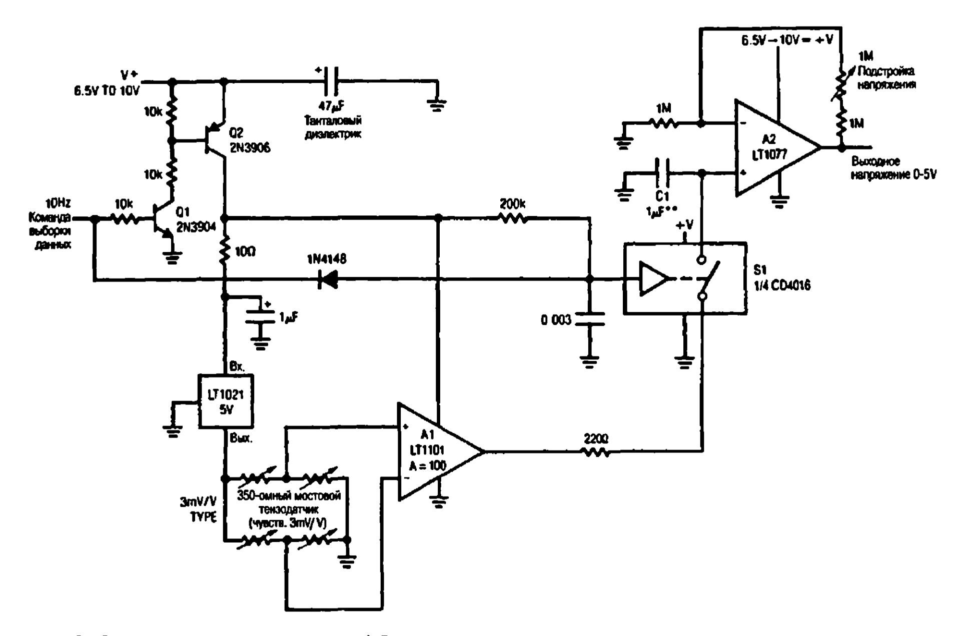


Рис. 4.16. Схема мостового датчика с УВХ

Примечание к рис. *** – полистироловый конденсатор.*

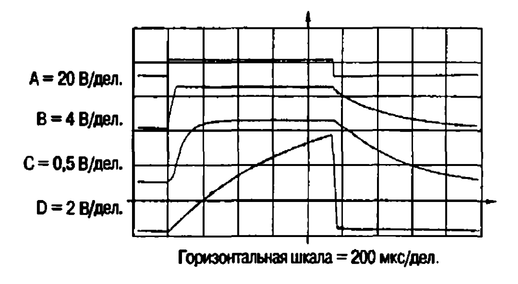


Рис. 4.17
Осциллограммы сигналов мостового датчика с УВХ

4.1.16. Мостовой датчик высокой разрешающей способности с УВХ

На рис. 4.18 показана мостовая схема с высокой разрешающей способностью и УВХ на выходе. На рис. 4.19 приведены осциллограммы сигналов на выходе усилителя A1A (A), на эмиттере Q3 (B), на выходе контура с усилителем A2, формирующего импульс обратной полярности для питания нижней вершины моста (C), а также импульса на затворе Q5 (D), который формируется схемой задержки 74C221. В данном случае на мостовой 350-омный датчик вместо 10 В кратковременно

Рис. 4.18. Мостовой датчик высокой разрешающей способности с УВХ

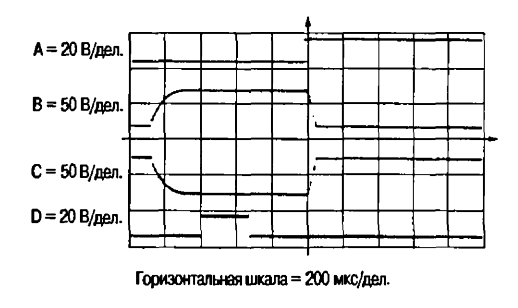


Рис. 4.19

Осциллограммы сигналов мостового датчика высокой разрешающей способности с УВХ

подается импульс с амплитудой 100 В. Высокое напряжение питания приводит к пропорциональному увеличению выходного сигнала моста без возрастания рассеиваемой мощности на нем. В среднем ток питания мостовой схемы оказывается значительно ниже номинального (29 мА), который получается при питании моста постоянным напряжением 10 В. Комбинация моста с десятикратно увеличенным выходным сигналом (300 мВ вместо 30 мВ) и усилителя со стабилизацией прерыванием в каскаде выборки-хранения позволяет достичь высокой разрешающей способности. В процессе калибровки с помощью переменного резистора сопротивлением 50 кОм добиваются нулевого выходного сигнала при отсутствии механического воздействия на мост. Хотя выходной сигнал и выдается непрерывно, нужно помнить, что на самом деле информация обновляется с частотой 1 Гц и при ее последующей обработке необходимо учитывать критерий Найквиста. (См. «Linear Technology», Application Note 43, р. 23.)

4.1.17. Синхронный мостовой демодулятор с питанием переменным током

На рис. 4.20 приведена схема, в которой мостовая цепь объединена с синхронным детектором для лучшего подавления шумов. На рис. 4.21 показаны осциллограммы сигналов демодулятора. Осциллограммы А – F показывают соответственно сигналы на входе трансформатора Т1, на входе усилителя А1, такты коммутатора LTC1043, сигналы на выходе усилителя А1, на неинвертирующем входе усилителя А2 и на выходе А2. Колебание несущей частоты возбуждает мостовую схему и синхронизирует демодулятор. Источником сигнала здесь служит термисторный мост, который обеспечивает отслеживание даже чрезвычайно малых температурных изменений в биохимической камере микрокалориметрических реакций. В процессе

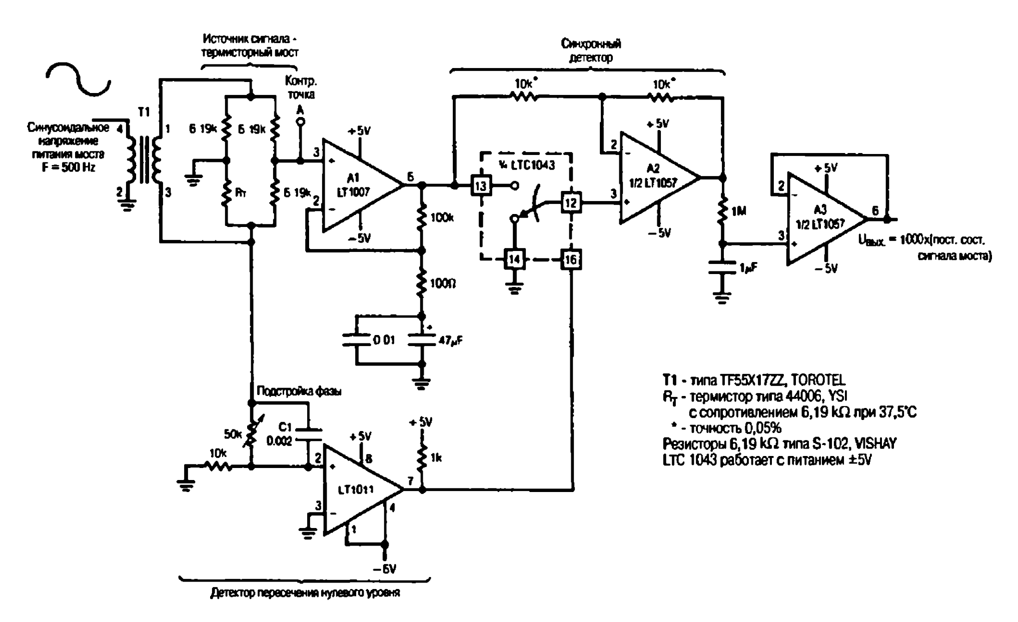


Рис. 4.20. Схема синхронного мостового демодулятора с питанием переменным током

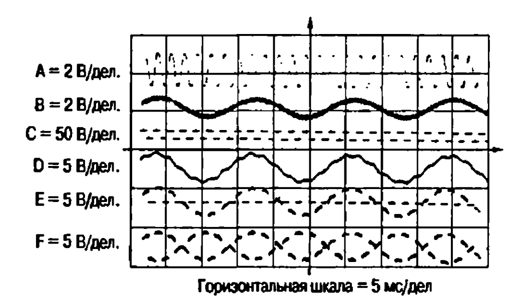


Рис. 4.21
Осциллограммы для синхронного мостового демодулятора с питанием переменным током

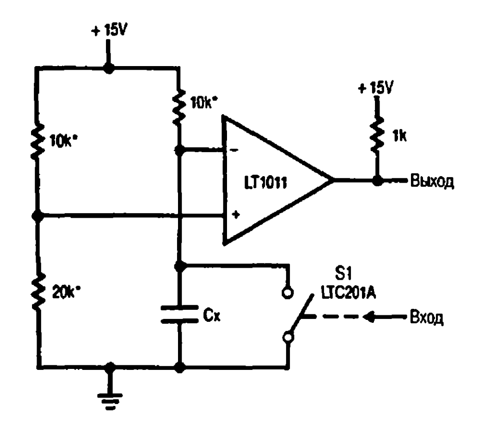
калибровки регулировку фазы установите в положение, при котором ключ будет менять свое состояние при каждом переходе напряжения несущей через нулевой уровень. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 24.)

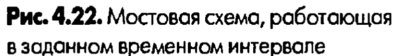
4.1.18. Мостовая схема, работающая в заданном временном интервале

На рис. 4.22 показана мостовая схема, которая работает в течение заданного промежутка времени и удобна при измерении емкостей. Если ключ замкнут, то на выходе компаратора присутствует напряжение высокого уровня. Если ключ находится в разомкнутом состоянии, то емкость C_X заряжается. Когда потенциал на емкости превысит пороговое значение напряжения, установленного для неинвертирующего входа компаратора, выход переключается в состояние с низким уровнем напряжения. Время, которое проходит с момента размыкания ключа до переключения компаратора, пропорционально значению емкости конденсатора C_X. Схема нечувствительна к изменениям питания и частоте повторения импульсов и может обеспечить достаточно высокую точность работы, если постоянная времени заряда емкости остается намного большей, чем задержки срабатывания компаратора и ключа. Задержка срабатывания ИС LT1011 составляет примерно 200 нс, для ИС LTC201A – 450 нс. Тогда, чтобы обеспечить точность 1%, постоянная времени цепи, содержащей конденсатор C_X и последовательно включенный резистор, должна быть не меньше 65 мкс. Если емкость конденсатора слишком мала, может быть заметно влияние накопления заряда переключения. В этом случае переключение должно выполняться путем попеременной подачи на мостовую схему напряжения питания с уровнями 0 и +15 В. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 27.)

4.1.19. Генератор прямоугольных импульсов

На рис. 4.23 показана схема генератора на базе устройства, представленного на рис. 4.22. По сути, это классический мультивибратор на операционном усилителе. Плечо моста с резисторами 10 и 20 кОм задает напряжение точек переключения, к уровню которых стремится напряжение на конденсаторе C_X в процессе заряда через второй резистор с сопротивлением 10 кОм. Когда напряжение на конденсаторе C_X достигает значения точки переключения, выход усилителя резко меняет свое состояние на противоположное. Направление заряда конденсатора также становится противоположным, поддерживая тем самым незатухающие колебания. Частота колебаний зависит от компонентов мостовой схемы (это справедливо для частот, период которых существенно превышает время задержки усилителя).




Рис. 4.22. Мостовая схема, работающая в заданном временном интервале

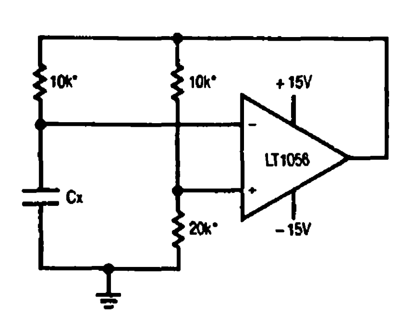


Рис. 4.23. Генератор прямоугольных импульсов

Напряжение сдвига на входе усилителя и нестабильность напряжений питания практически не влияют на стабильность частоты колебаний. Определенное влияние оказывают здесь степень насыщения усилителя и асимметрия питающих напряжений. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 27.)

4.1.20. Генератор с кварцевой стабилизацией частоты

На рис. 4.24 показан мостовой генератор с кварцевой стабилизацией частоты, причем резонатор включен в одно из плеч моста. При удалении кварцевого резонатора схема работает как неинвертирующий усилитель с заземленным входом и коэффициентом усиления, равным 2. При установке в схему кварцевого резонатора цепь положительной обратной связи замыкается на его резонансной частоте. На рис. 4.25 представлены осциллограммы сигналов генератора. Напряжение на выходе усилителя (A) начинает изменяться при приближении к нулевой разности потенциалов между входами усилителя, то есть вблизи баланса моста. Однако большое усиление цепи не допускает установления линейного режима работы, и колебания повторяются каждый раз при подходе к балансу моста. Высокая

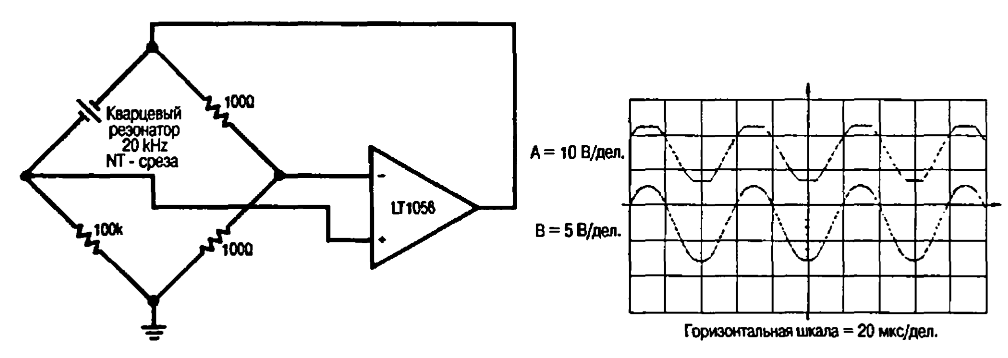


Рис. 4.24. Схема генератора с кварцевой стабилизацией частоты

Рис. 4.25. Осциллограммы генератора с кварцевой стабилизацией частоты

добротность кварцевого резонатора проявляется в том, что сигнал на неинвертирующем входе усилителя имеет синусоидальную форму (осциллограмма B). (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 27.)

4.1.21. Генератор гармонических колебаний с кварцевой стабилизацией частоты

На рис. 4.26 показана схема мостового генератора гармонических колебаний с кварцевой стабилизацией частоты, причем в одно плечо моста включена лампа накаливания (классическая схема). При нарастании амплитуды колебаний сопротивление лампы возрастает, что приводит к снижению усиления, и схема автоматически достигает точки равновесия. Конденсатор емкостью 15 пФ подавляет побочные колебания. На рис. 4.27 приведены осциллограммы сигналов в цепях генератора. На выходе усилителя (A) присутствуют гармонические колебания с уровнем нелинейных искажений около 1,5% (B), которые обусловлены прежде всего наличием синфазной помехи. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 28.)

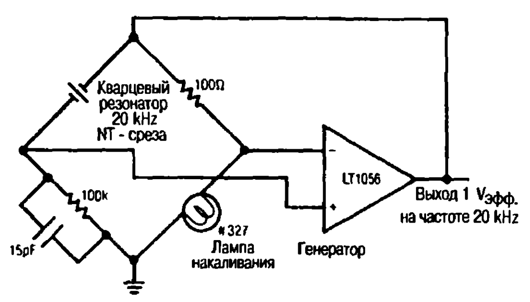


Рис. 4.26. Схема генератора гармонических колебаний с кварцевой стабилизацией частоты

A = 2 В/дел.
B = 0,1 В/дел. (искажения - 1,5%)
Горизонтальная шкала = 20 мкс/дел.

Рис. 4.27. Осциллограммы сигналов для генератора гармонических колебаний с кварцевой стабилизацией частоты

4.1.22. Генератор с кварцевой стабилизацией частоты и подавлением синфазного сигнала

На рис. 4.28 показана схема мостового генератора с кварцевой стабилизацией частоты, подавляющего синфазные колебания за счет подключения второго усилителя. Такая конфигурация обеспечивает в средней точке мостовой схемы потенциал «виртуальной земли». При этом амплитуда синфазного сигнала, поступающего на входы усилителя, стремится к нулю, снижая тем самым уровень нелинейных искажений выходного сигнала генератора. Из рис. 4.29 видно, что уровень нелинейных искажений выходного сигнала (осциллограмма A) составляет менее 0,005% (осциллограмма B). Измерение уровня нелинейных искажений сигналов рассматривается в главе 6. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 28.)

4.1.23. Базовая схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина

На рис. 4.30 представлена базовая схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина. В одно из плеч моста включена лампа накаливания аналогично схемам на рис. 4.26 и 4.28. Частота колебаний составляет $f = 1/2\pi RC$. При указанных номиналах – f = 1000 Гц. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 29.)

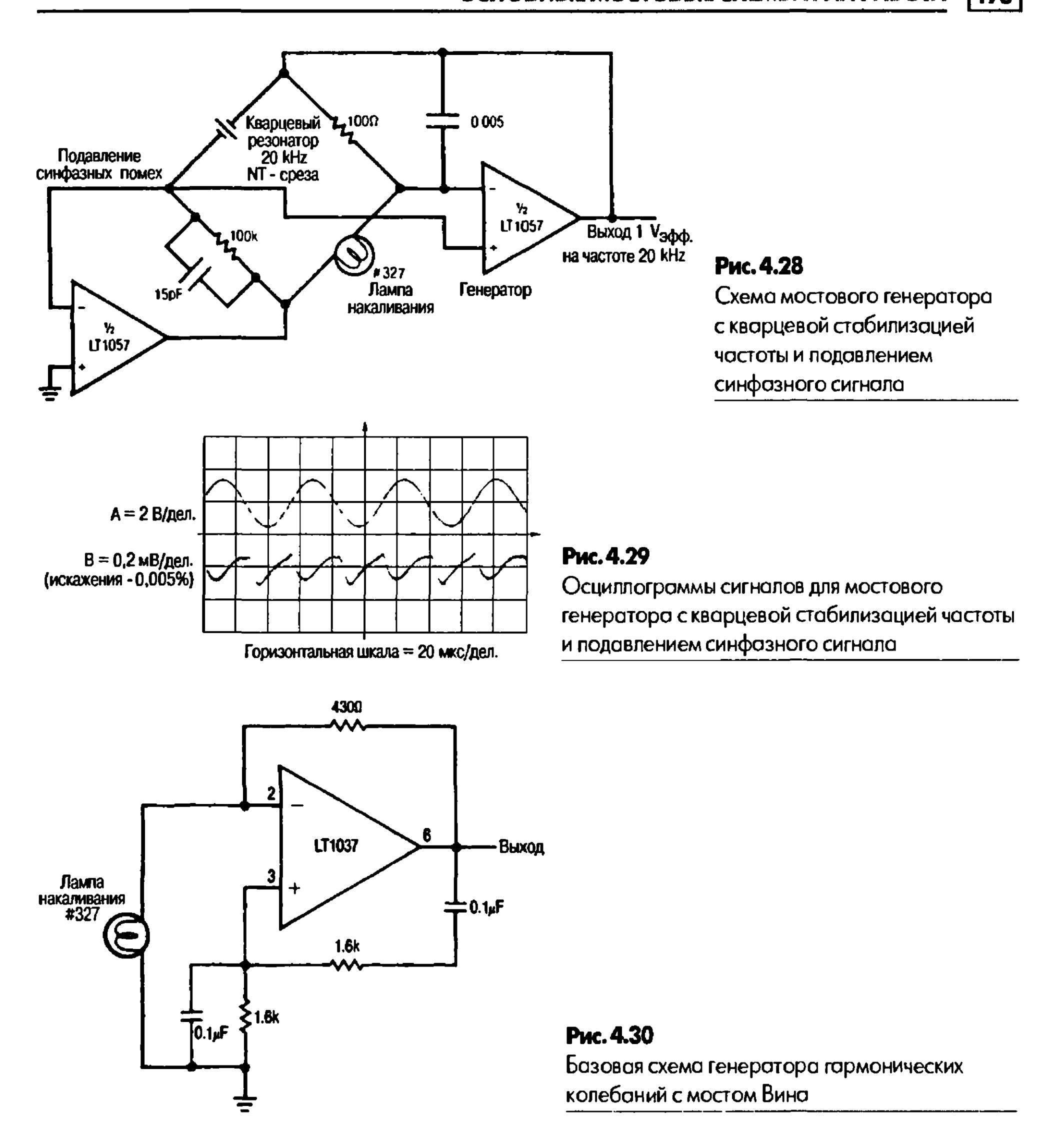


Рис. 4.28
Схема мостового генератора с кварцевой стабилизацией частоты и подавлением синфазного сигнала

Рис. 4.29
Осциллограммы сигналов для мостового генератора с кварцевой стабилизацией частоты и подавлением синфазного сигнала

Рис. 4.30
Базовая схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина

4.1.24. Многодиапазонный генератор с мостом Вина

На рис. 4.31 приведена схема многодиапазонного генератора гармонических колебаний с мостом Вина. Рабочий диапазон частот составляет 20 Гц – 20 кГц в трех декадных поддиапазонах с неравномерностью амплитуды не более 0,25 дБ. Сдвоенные переменные резисторы согласованы с точностью 0,1%, точность всех конденсаторов составляет 0,1%. Осциллограмма А на рис. 4.32 показывает форму сигнала на выходе генератора на частоте 10 кГц, а осциллограмма В характеризует уровень нелинейных искажений сигнала (менее 0,003%). На рис. 4.33 представлен график зависимости уровня нелинейных искажений от частоты сигнала. (См. «Linear Technology», Application Note p. 43, p.p. 29, 30.)

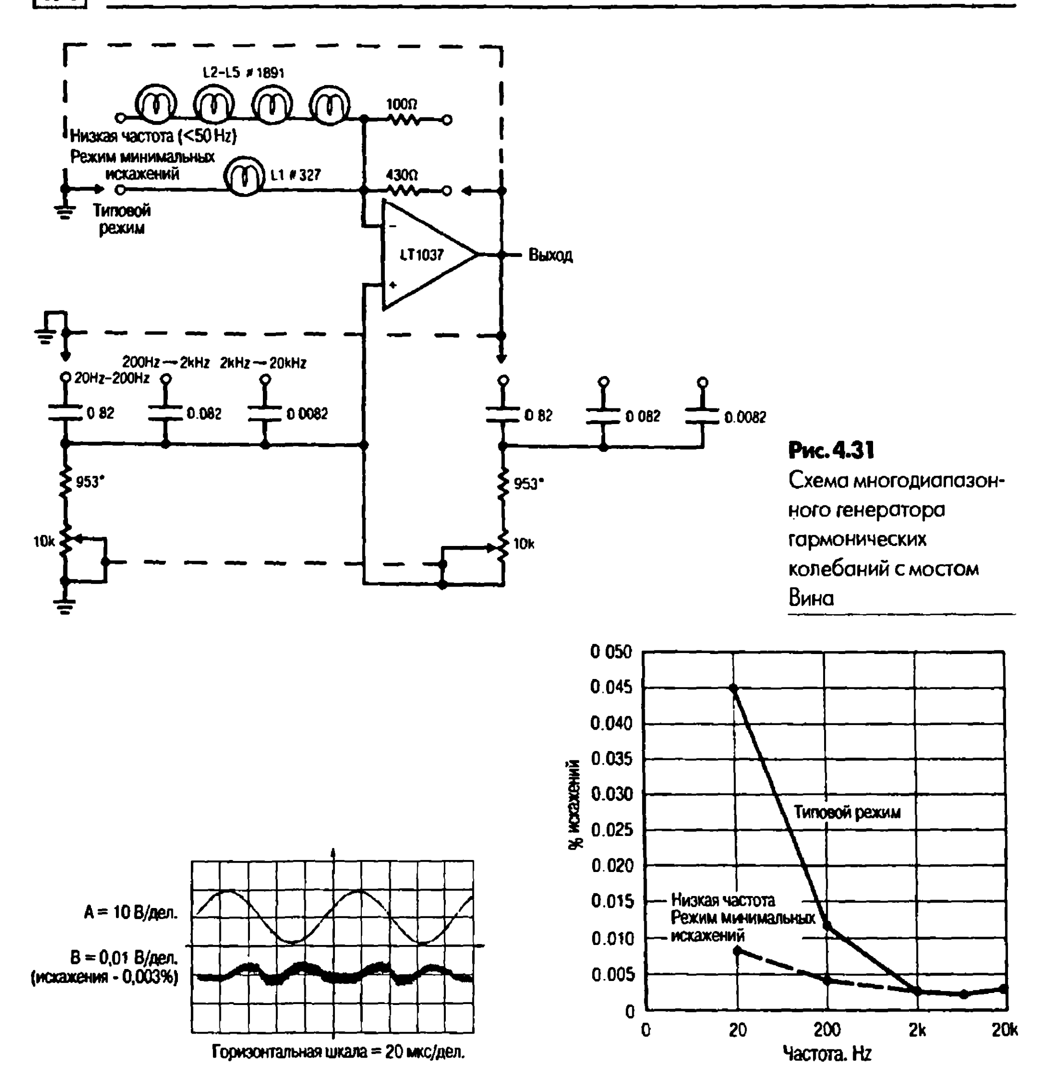


Рис. 4.31 Схема многодиапазонного генератора гармонических колебаний с мостом Вина

Рис. 4.32. Осциллограммы выходного сигнала генератора на частоте 10 кГц

Рис. 4.33. График зависимости уровня нелинейных искажений от частоты сигнала

4.1.25. Генератор гармонических колебаний с мостом Вина и электронной стабилизацией амплитуды сигнала

На рис. 4.34 показана схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина и с дополнительным каскадом электронной стабилизации амплитуды сигнала вместо лампы накаливания. На рис. 4.35 представлены осциллограммы сигналов в схеме генератора. Осциллограмма А изображает выходной сигнал, осциллограмма В характеризует уровень его нелинейных искажений, а осциллограмма С – уровень пульсаций на выходе выпрямителя, выполненного на ИС LT1055. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p.p. 30, 31.)

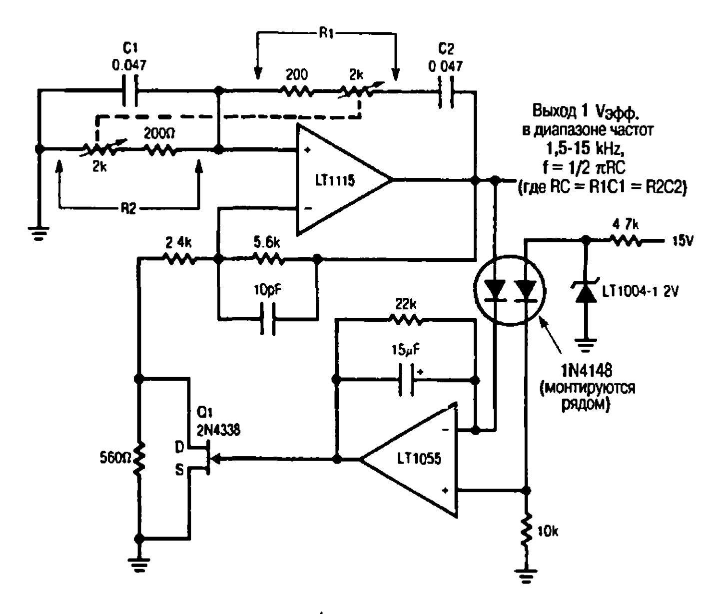


Рис. 4.34
Схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина и с электронной стабилизацией амплитуды сигнала

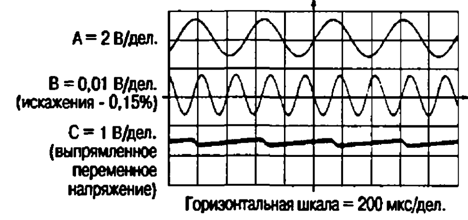


Рис. 4.35
Осциллограммы сигналов для генератора с мостом Вина и с электронной стабилизацией амплитуды сигнала

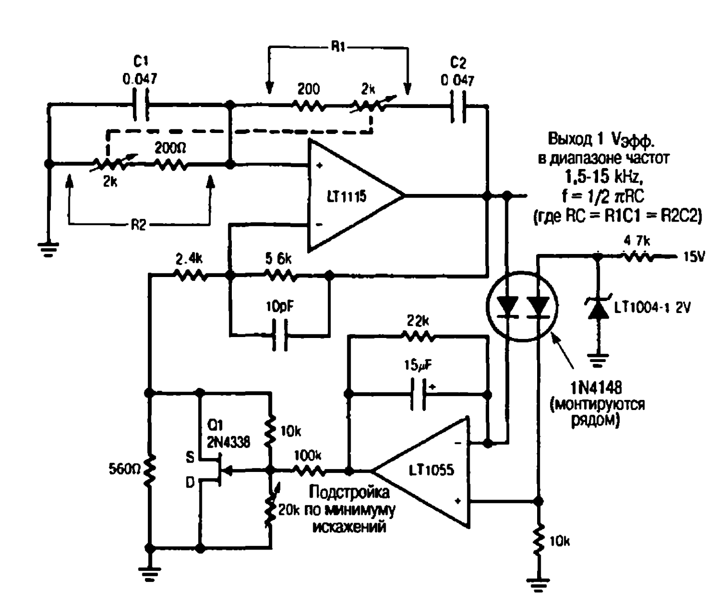


Рис. 4.36
Схема высокостабильного генератора с мостом Вина

4.1.26. Высокостабильный генератор с мостом Вина

На рис. 4.36 показана схема, а на рис. 4.37 приведены осциллограммы сигналов высокостабильного генератора с мостом Вина, который представляет собой вариант устройства, представленного на рис. 4.34. Подстроечный резистор с сопротивлением 20 кОм, включенный в цепь Q1, позволяет снизить уровень искажений сигнала до 0,0018% (осциллограмма B на рис. 4.37). (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 31.)

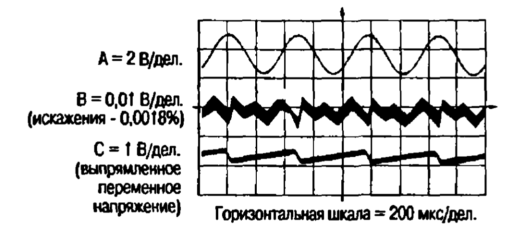


Рис. 4.37
Осциллограммы сигналов для высокостабильного генератора с мостом Вина

Рис. 4.38. Схема генератора на мостовой цепи Вина с автоматической подстройкой сигнала

4.1.27. Генератор с мостом Вина и автоматической подстройкой сигнала

На рис. 4.38 показана другая версия схемы, изображенной на рис. 4.34, с добавлением функции автоматической подстройки для подавления искажений. Полевой транзистор Q1 заменен сернисто-кадмиевым фотоэлементом, который управляется оптическим сигналом. Вместо ОУ LT1055 установлен операционный усилитель с однополярным питанием, его неинвертирующий вход подключен к «земле». Уровень искажения сигнала снижен до 0,0015%. Устройство, отмеченное **, – фотодатчик VACTEC VTL5C10 или CLAREX CLM410; ОУ LT1010 и LT1115 с питанием ±15 В; LT1006 с питанием +15 В. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 33.)

4.1.28. Генератор с мостом Вина и подавлением синфазного сигнала моста

На рис. 4.39 представлена еще одна версия схемы, изображенной на рис. 4.34, в которой, помимо автоматической подстройки амплитуды сигнала, добавлена схема подавления синфазного сигнала моста (как на рис. 4.28). Выходной сигнал генератора (осциллограмма A на рис. 4.40) содержит менее 0,0003% искажений (B) без видимой корреляции с остаточными колебаниями сигнала обратной связи. Указанный

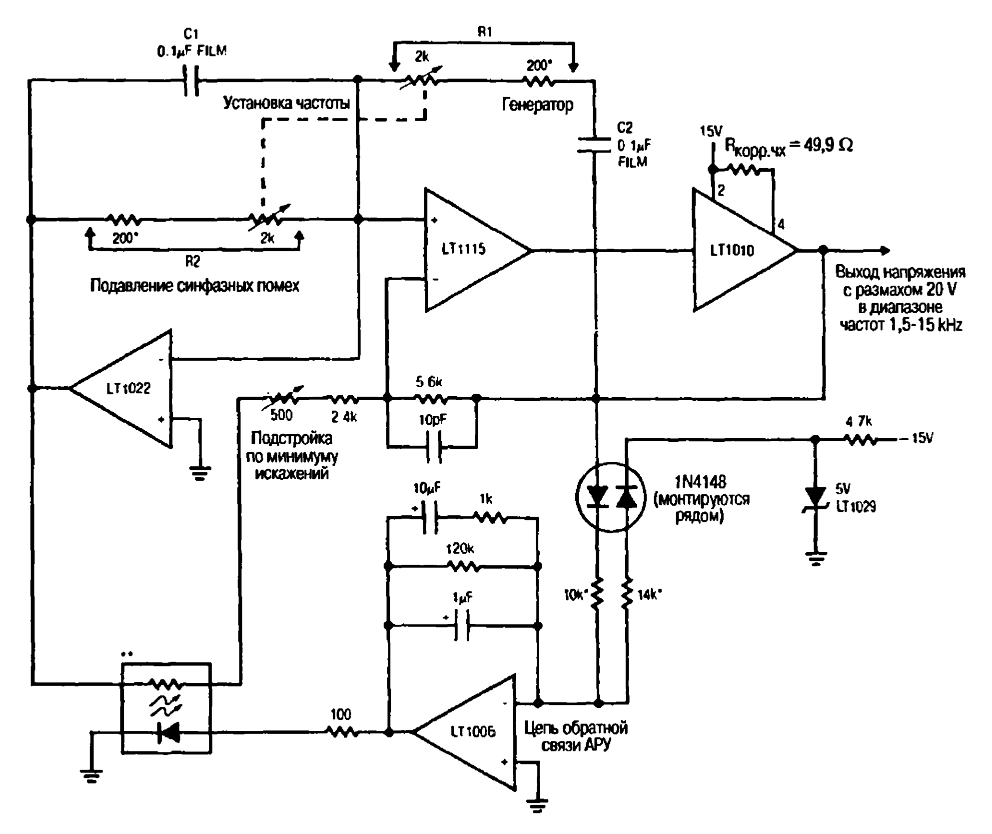


Рис. 4.39. Схема генератора с мостом Вина и подавлением синфазного сигнала

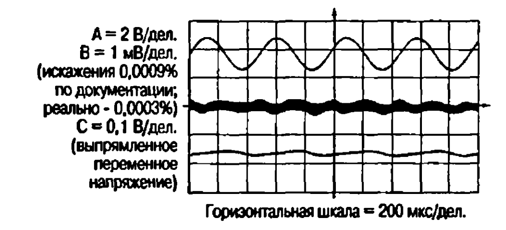


Рис. 4.40
Осциллограммы сигналов для генератора с мостом Вина и подавлением синфазного сигнала

уровень искажений находится ниже порога чувствительности большинства анализаторов искажений. Устройство, отмеченное **, – фотодатчик VACTEC VTL5C10 или CLAREX CLM410; ОУ LT1010 и LT1115 с питанием ±15 В; LT1006 с питанием +15 В. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p.p. 32, 33.)

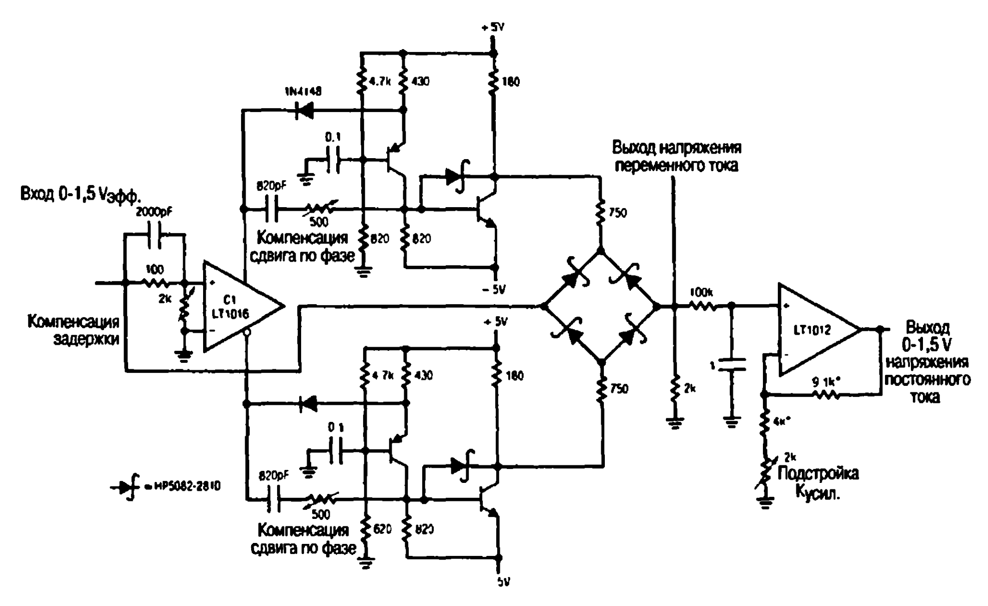


Рис. 4.41. Схема выпрямителя/вольтметра переменного тока с диодным мостом

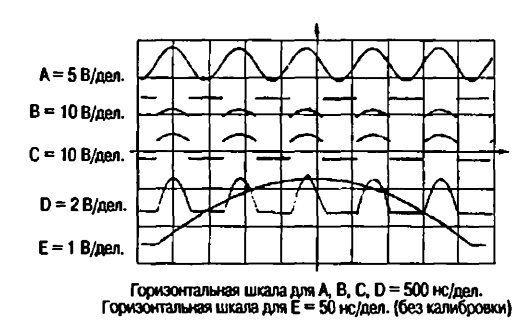


Рис. 4.42
Осциллограммы сигналов в цепях вольтметра

4.1.29. Выпрямитель/вольтметр переменного тока с диодным мостом

На рис. 4.41 изображена схема для получения на выходе униполярного напряжения (как постоянного, так и переменного) при поступлении на вход сигналов частотой до 2,5 МГц. На рис. 4.42 показаны осциллограммы сигналов в цепях устройства. На осциллограмме A – входное гармоническое колебание, B и C характеризуют вид сигналов в переключаемых узлах моста, D изображает выходной сигнал переменного тока, а E – это увеличенный вариант осциллограммы D. В процессе калибровки следует подать на вход гармоническое колебание частотой от 1 до 2 МГц и амплитудой 1 В, а затем отрегулировать компенсацию задержки так, чтобы при пересечении гармоническим колебанием нуля происходило переключение моста. Схема работоспособна в этом режиме при небольших значениях задержки в цепях усилителя LT1016 и преобразователей уровня. Далее нужно подстроить компенсацию сдвига по фазе до достижения минимальных искажений выходного сигнала переменного тока (диаграмма D). Это позволит снизить фазовую задержку сигналов управления мостом относительно входного сигнала до 1–2 нс. Тем самым искажения выходного сигнала при переключениях устройства будут сведены к минимуму. При подаче на вход гармонического колебания с амплитудой 100 мВ передача на выход стабильного сигнала постоянного тока обеспечивается с точностью не менее 0,25%. Транзистор p–n–p типа 2N2407A, транзистор n–p–n типа 2N2369. (См. «Linear Technology», Application Note 43, p. 34.)

5. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ СХЕМЫ

5.1. Основные быстродействующие схемы и их работа

В этой главе рассказывается о быстродействующих (широкополосных) схемах, которые строятся преимущественно на базе операционных усилителей или представляют собой дополнительные варианты использования возможностей операционных усилителей. Вопросы тестирования, поиска и устранения неисправностей этих устройств подробно рассматриваются в главе 6. Отметим, что в схемах этой главы звездочкой обозначены пленочные резисторы с точностью 1% (если не указано иное).

5.1.1. Усилитель ЦАП

На рис. 5.1 показан усилитель выходного сигнала быстродействующего 12-разрядного ЦАП (цифро-аналоговый преобразователь, см. главу 9). На рис. 5.2 представлена осциллограмма установления выходного сигнала с точностью до 0,01% за 280 нс (B) для случая, когда все биты входного кода одновременно (скачком) переходят в состояние «Включено» (A). (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 32.)

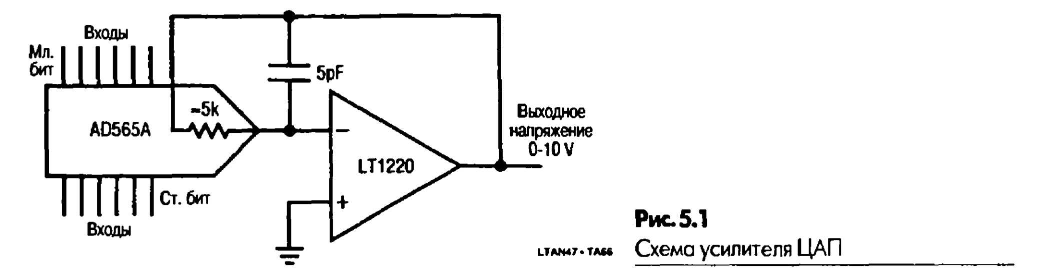


Рис. 5.1
Схема усилителя ЦАП

5.1.2. Двухканальный видеоусилитель

На рис. 5.3 показан простой вариант объединения сигналов двух видеоусилителей для передачи по 75-омному кабелю. Нужный усилитель активизируется согласно

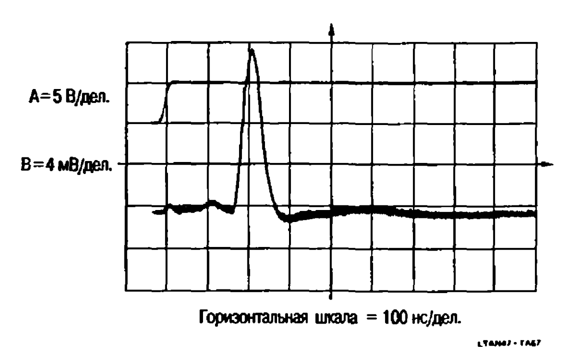


Рис. 5.2

Осциллограммы сигналов усилителя ЦАП

таблице истинности (см. табл. 5.1). К усилителям подобного назначения предъявляются жесткие требования в отношении разности коэффициентов усиления (не более 0,02%) и дифференциального фазового сдвига (не более 0,1°). Включение последовательно с 75-омным кабелем дополнительного резистора с сопротивлением 75 Ом (согласование по входу) приводит к тому, что при размахе напряжения на входе кабеля 2 В размах напряжения на согласованной нагрузке будет равен 1 В. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 33.)

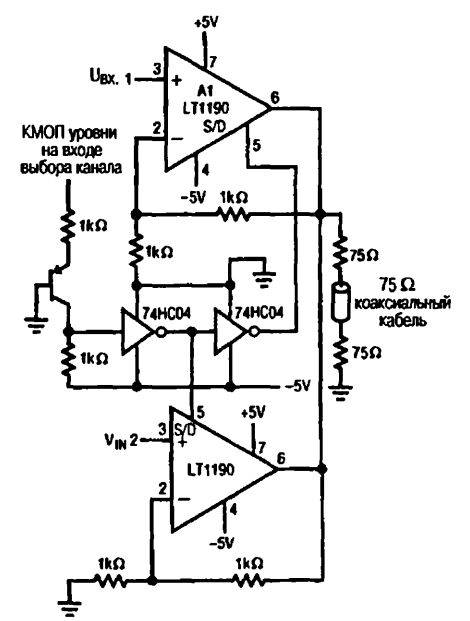


Рис. 5.3

Схема двухканального видеоусилителя

Таблица 5.1. Таблица истинности для двухканального видеоусилителя

Состояние входа	Выход А1	Выход А2
5 В	Активный	Неактивный
0 В	Неактивный	Активный

5.1.3. Простой видеоусилитель

На рис. 5.4 показана простая версия видеоусилителя, изображенного на рис. 5.3, который имеет только один видеоканал. Усиление сигнала с коэффициентом 10 обеспечивается в полосе пропускания 55 МГц. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 33.)

5.1.4. Усилитель для приема сигнала с кабеля

На рис. 5.5 показан дифференциальный усилитель, применяемый для приема сигнала с распределительного кабеля. Дифференциальный вход обеспечивает подавление синфазного сигнала. Основные требования, которым должен отвечать подобный усилитель, сводятся к следующему: разность коэффициентов усиления по обоим входам – не более 0,02% и дифференциальный фазовый сдвиг – не более 0,1°. Примененная здесь микросхема имеет отдельный вход для регулировки режима усилителя по постоянному току. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 33.)

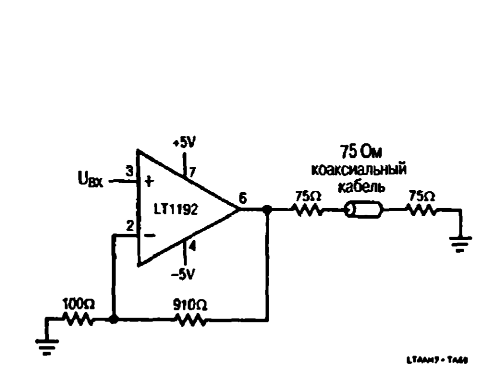


Рис. 5.4. Схема простого видеоусилителя

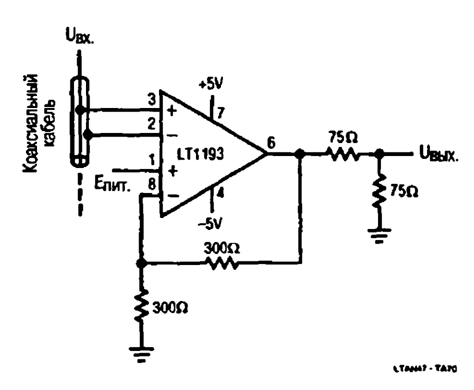


Рис. 5.5. Схема усилителя для приема сигнала с кабеля

5.1.5. Стабилизация по постоянному току с использованием точки суммирования

На рис. 5.6 показана схема, в которой малое напряжение смещения усилителя постоянного тока (LT1097) сочетается с широкой полосой пропускания быстродействующего усилителя (LT1191) для создания стабильного по постоянному току широкополосного усилительного каскада. Усилитель LT1097 сравнивает потенциал точки суммирования (общая точка двух резисторов с сопротивлением по 1 кОм) с потенциалом земли и подает сигнал ошибки на неинвертирующий вход усилителя LT1191. В результате схема в целом обладает характеристиками инвертирующего усилителя с напряжением смещения нуля не более 35 мкВ, дрейфом напряжения смещения 1,5 мкВ/°С, максимальной скоростью нарастания напряжения 450 В/мкс и шириной полосы пропускания 90 МГц. Ток смещения, в основном определяемый ИС LT1191, составляет около 500 нА. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 33.)

5.1.6. Стабилизация по постоянному току с дифференциальным съемом напряжения смещения нуля

На рис. 5.7 изображена схема, аналогичная показанной на рис. 5.6, но с использованием дифференциального съема напряжения смещения нуля с обоих входов быстродействующего усилителя. Подобная структура обладает следующими характеристиками: входное напряжение смещения нуля – не более 50 мкВ, дрейф напряжения смещения не превышает 1 мкВ/°С, максимальная скорость нарастания напряжения – 250 В/мкс, ширина полосы пропускания – 45 МГц. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 34.)

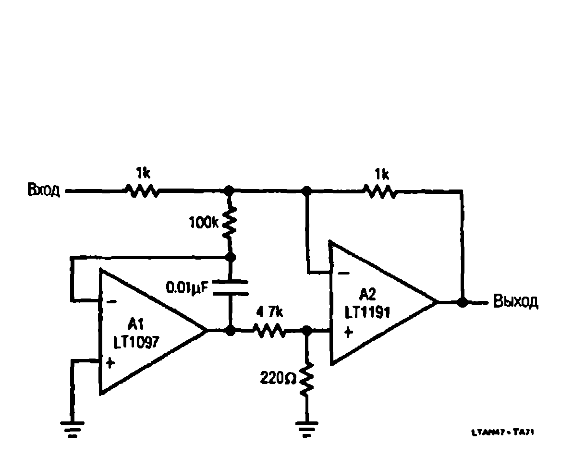


Рис. 5.6. Схема стабилизации широкополосного усилителя по постоянному току с использованием точки суммирования

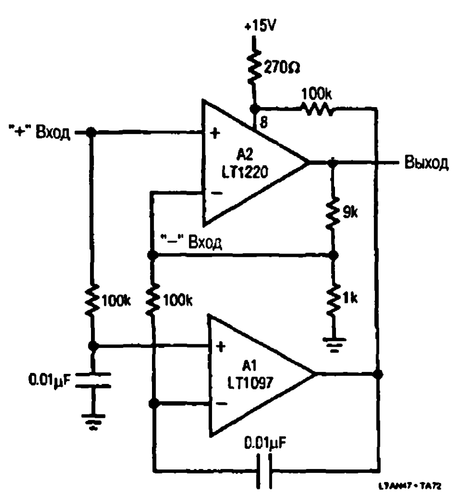


Рис. 5.7. Схема стабилизации широкополосного усилителя по постоянному току с дифференциальным съемом напряжения смещения нуля

5.1.7. Стабилизированный усилитель с высоким входным сопротивлением

На рис. 5.8 показана схема стабилизированного по постоянному току широкополосного усилителя, высокое входное сопротивление которого достигается за счет применения полевого транзистора. Входная емкость составляет около 3 пФ, ширина полосы пропускания – 100 МГц, коэффициент усиления – 10 (параметры элементов в цепи обратной связи указаны на рис. 5.8). Усилитель A1 обеспечивает стабилизацию схемы за счет управления каналом полевого транзистора Q1 с помощью дополнительной петли обратной связи. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 34.)

5.1.8. Стабилизированный усилитель с коэффициентом усиления 10

На рис. 5.9 представлен вариант схемы стабилизированного по постоянному току усилителя с дифференциальным входом, а на рис. 5.10 – осциллограммы следующих сигналов: А – на одном из дифференциальных входов схемы, В – на выходе

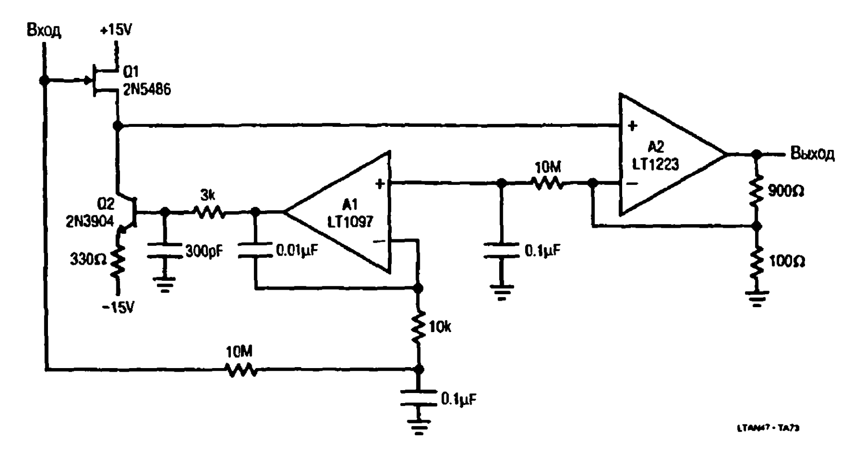


Рис. 5.8. Схема усилителя со стабилизацией по постоянному току и с высоким входным сопротивлением

Рис. 5.9

Схема стабилизированного усилителя с дифференциальным входом и коэффициентом усиления 10

Рис. 5.10

Осциллограммы сигналов стабилизированного усилителя с дифференциальным входом и коэффициентом усиления 10

усилителя A1 (снято с 500-омного переменного резистора после емкости 0,001 мкФ), C – на выходе усилителя A2, D – на выходе усилителя A3. При калибровке сначала нужно установить резистор настройки коэффициента усиления по переменному току в положение, при котором форма импульса на выходе схемы будет наиболее близка к прямоугольной. Затем резистором настройки коэффициента усиления по постоянному току установить максимальное значение амплитуды плоской

вершины выходного импульса (осциллограмма D). Коэффициент усиления схемы 10, полоса пропускания – более 35 МГц, максимальная скорость нарастания – 50 В/мкс, напряжение смещения нуля – около 200 мкВ. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 35.)

5.1.9. Стабилизированный усилитель с коэффициентом усиления 1000

На рис. 5.11 изображена схема, аналогичная представленной на рис. 5.9, но с коэффициентом усиления 1000. Полная полоса пропускания по малому сигналу – около 35 МГц, полоса пропускания при максимальной мощности – 10 МГц, время нарастания – 7 нс, задержка – менее 7,5 нс. Входной шум не превышает 15 мкВ в пределах всей полосы пропускания. На рис. 5.12 показана реакция схемы на входной импульс длительностью 60 нс и амплитудой 2,5 мВ (осциллограмма А). Время

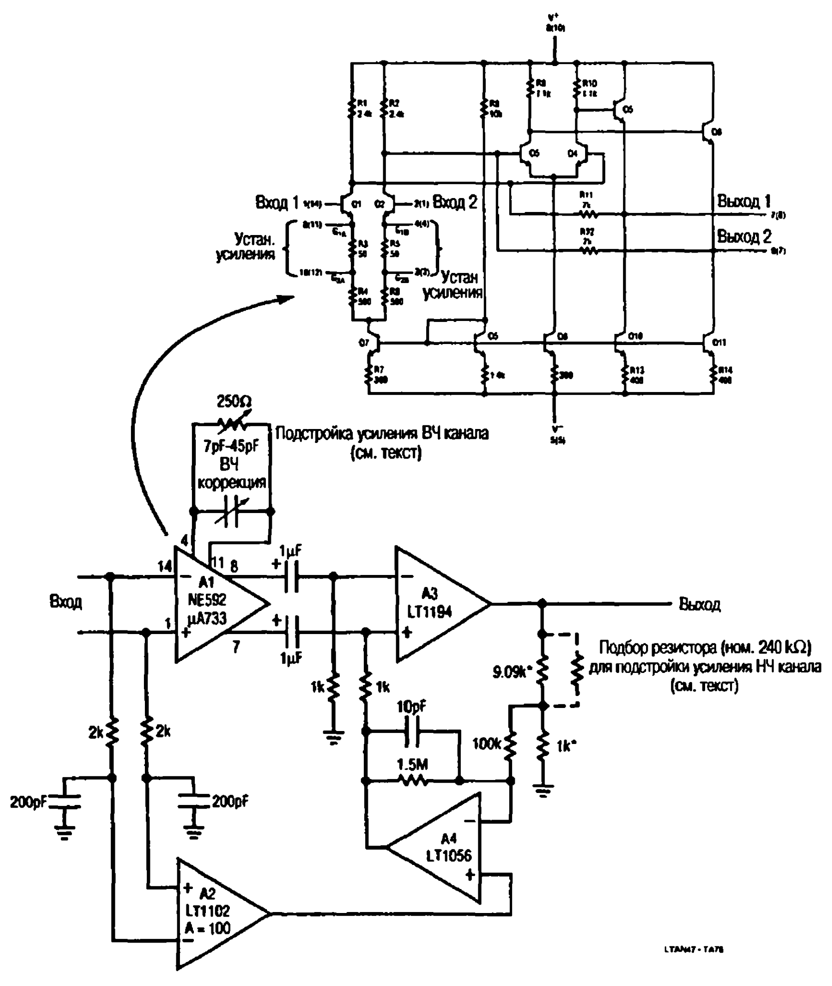


Рис. 5.11. Схема дифференциального усилителя со стабилизацией по постоянному току и коэффициентом усиления 1000 (номера выводов в скобках для корпуса DIP)

нарастания и задержки тысячекратно усиленного сигнала (осциллограмма B) находится в пределах от 5 до 7 нс. Выбросы на переходной характеристике могут быть скомпенсированы путем подстройки усилителя A1. На рис. 5.13 приведена зависимость коэффициента усиления от частоты. Как видно, усиление остается практически постоянным с отклонениями не более 0,5 дБ вплоть до частоты 20 МГц и снижается на 3 дБ при 38 МГц. Выбросы на вершине импульса, заметные на рис. 5.12, вызваны небольшим подъемом частотной характеристики, который начинается с величины 1 МГц и заканчивается на частоте 15 МГц. При необходимости частотная характеристика усилителя может быть скорректирована вплоть до полного устранения выбросов на фронтах выходного сигнала.

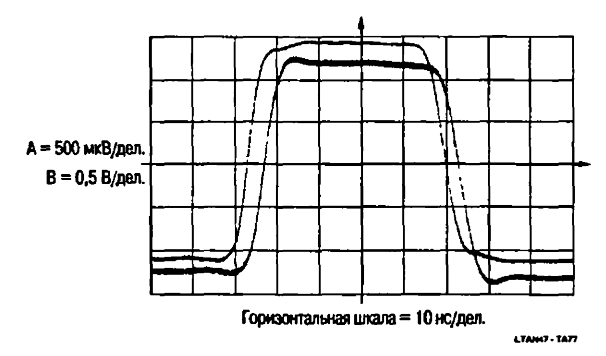


Рис. 5.12

Осциллограммы сигналов при подаче на вход усилителя импульса длительностью 60 нс и амплитудой 2,5 мВ

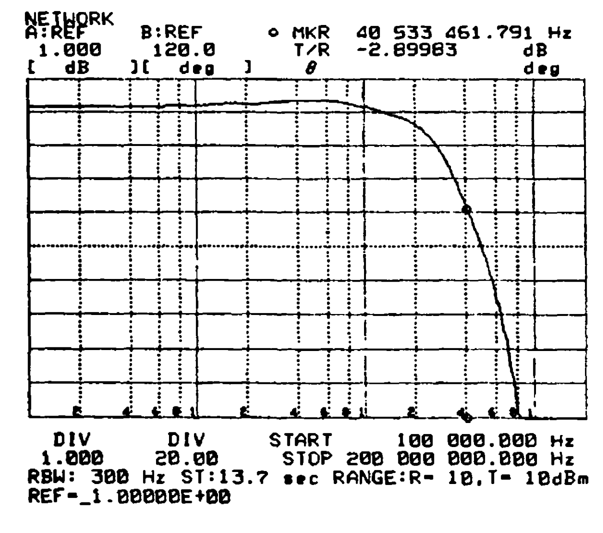


Рис. 5.13

Частотная характеристика

Для отладки схемы подайте низкочастотный сигнал (или сигнал постоянного тока) заданной амплитуды и отрегулируйте подбором резистора 240 кОм (см. рис. 5.11) коэффициент усиления по низкой частоте до получения тысячекратно усиленного выходного сигнала (в установившемся режиме). Затем переменным резистором 250 Ом установите коэффициент усиления по высокой частоте таким образом, чтобы устранить выбросы на переднем и заднем фронтах выходного импульса. И наконец, регулировкой переменного конденсатора добейтесь оптимальной формы

фронта и спада импульса на выходе схемы. На рис. 5.14 представлены осциллограммы входного (A) и выходного (B) сигналов при правильно выполненных настройках. На рис. 5.15 видно влияние избыточного усиления по высокой частоте (значительные выбросы на фронтах импульсов), а на рис. 5.16 – влияние избыточного усиления по постоянному току, то есть затягивание процессов установления и спада переходной характеристики, неравномерность вершины. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p.p. 36, 37.)

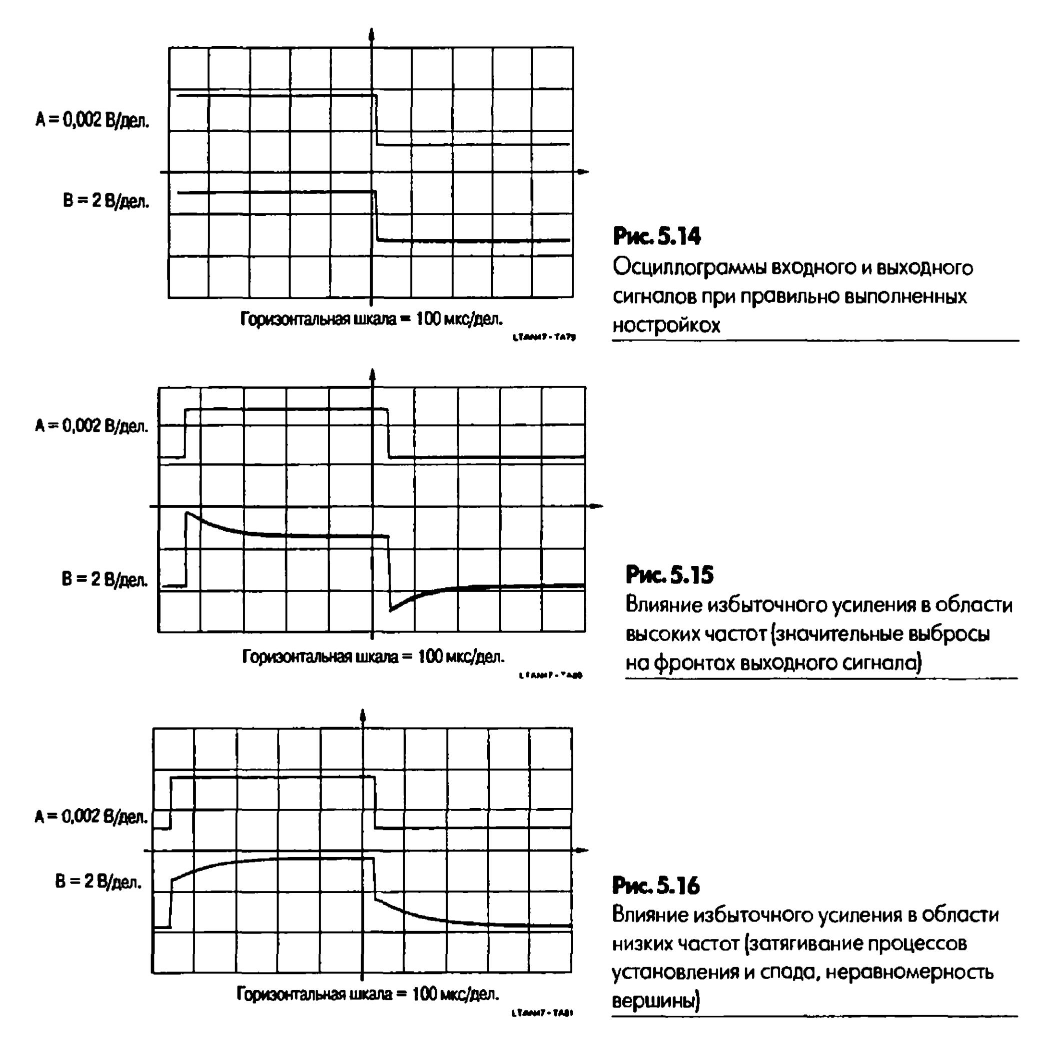


Рис. 5.14
Осциллограммы входного и выходного сигналов при правильно выполненных настройках

Рис. 5.15
Влияние избыточного усиления в области высоких частот (значительные выбросы на фронтах выходного сигнала)

Рис. 5.16
Влияние избыточного усиления в области низких частот (затягивание процессов установления и спада, неравномерность вершины)

5.1.10. Быстродействующий дифференциальный приемник сигналов с двухпроводной линии

На рис. 5.17 показана схема простого быстродействующего дифференциального приемника сигналов с двухпроводной линии на базе усилителя с десятикратным усилением LT1194. На рис. 5.18 приведена схема проверки приемника, а на рис. 5.19 –

полученные при этом осциллограммы сигналов. Генератор гармонических колебаний возбуждает первичную обмотку трансформатора T1 (осциллограмма A на рис. 5.19), при этом на его вторичной обмотке со средней точкой формируется сигнал, который поступает на дифференциальные входы двухпроводной линии связи. Средний отвод вторичной обмотки соединен с «землей» через широкополосный генератор шумов, благодаря чему на входах приемника (осциллограммы B и C) появляется синфазная шумовая помеха. Выходной сигнал усилителя A1 (осциллограмма D) представляет собой десятикратно усиленный дифференциальный сигнал на входе устройства и не содержит видимых шумов и искажений, несмотря на то что отношение шум/сигнал при проверке устанавливалось равным 100:1. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 38.)

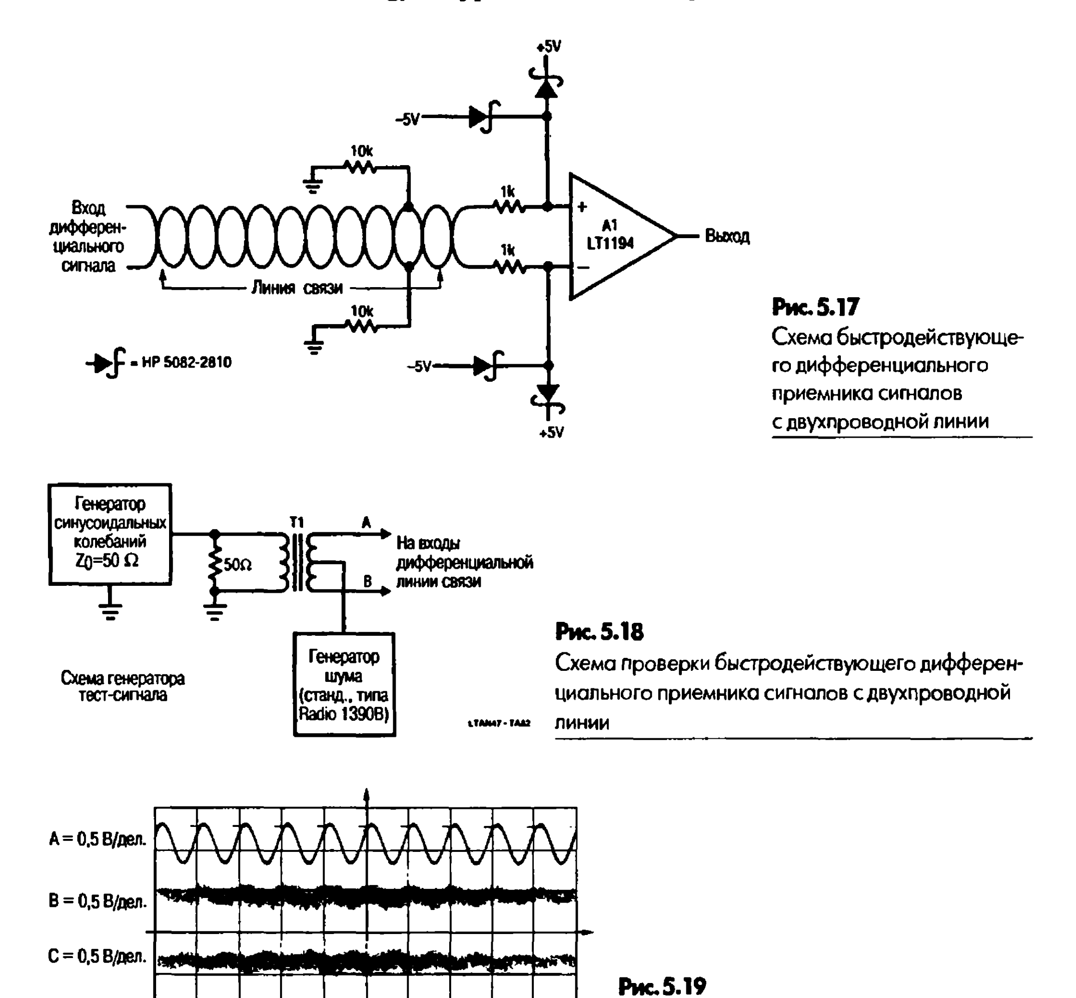


Рис. 5.17
Схема быстродействующего дифференциального приемника сигналов с двухпроводной линии

Рис. 5.18
Схема проверки быстродействующего дифференциального приемника сигналов с двухпроводной линии

Рис. 5.19
Осциллограммы, полученные при проверке быстродействующего дифференциального приемника сигналов с двухпроводной линии

5.1.11. Усилитель с трансформаторной связью

На рис. 5.20 показан другой способ эффективного подавления синфазных сигналов при одновременном обеспечении надежной трехступенчатой изоляции. Здесь вход, каскад усиления и выход гальванически развязаны между собой. Такую схему целесообразно применять в случае, когда входной дифференциальный сигнал имеет значительную синфазную составляющую, а качество сигнального заземления невысоко. При использовании приведенных на рис. 5.20 номиналов схемных элементов усилитель A1 обеспечивает усиление сигнала с коэффициентом 11. Трансформатор T1 возбуждает вход усилителя A1, а выходной сигнал снимается со вторичной обмотки T2. На рис. 5.21 показаны осциллограммы сигналов (снятые относительно «земли») усилителя с трансформаторной связью при подаче на его вход гармонического колебания с частотой 4 МГц. Входной сигнал (осциллограмма А) поступает на первичную обмотку трансформатора T1. Со вторичной обмотки T1 сигнал (осциллограмма В) поступает на вход ИС A1, которая обеспечивает усиление сигнала. С выхода A1 усиленный сигнал (осциллограмма С) передается на первичную обмотку трансформатора T2. Выходной сигнал всего устройства (осциллограмма D) снимается со вторичной обмотки трансформатора T2. При использовании специализированных трансформаторов частоту низкочастотного среза схемы можно довести до 10 кГц. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 39.)

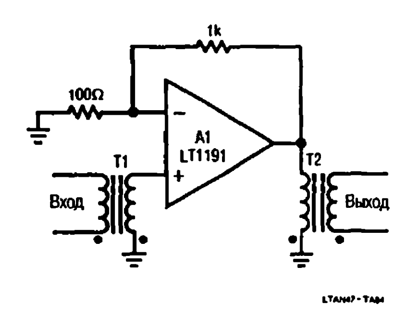


Рис. 5.20. Схема усилителя с трансформаторной связью

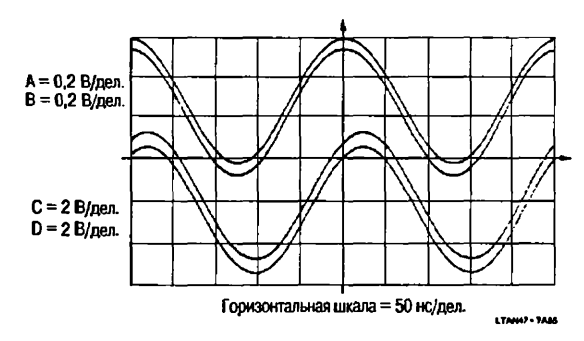


Рис. 5.21. Осциллограммы сигналов усилителя с трансформаторной связью

5.1.12. Быстродействующий дифференциальный усилитель-компаратор с регулируемым порогом

На рис. 5.22 представлена схема, которая позволяет выделить и усилить один определенный участок сигнала. На рис. 5.23 (В) показан результат подачи на инвертирующий вход усилителя A2 напряжения треугольной формы (осциллограмма А), генерируемого ИС LT1019. Если установить амплитуду треугольного колебания существенно больше напряжения смещения на входах усилителя A2, то схема обеспечит возможность линейного усиления и детального изучения только участка сигнала, ширина которого равна разности напряжений смещения прямого и инверсного входов усилителя A2, а его положение на оси времени будет задаваться регулировкой амплитуды и выбранной полярностью напряжения треугольной формы.

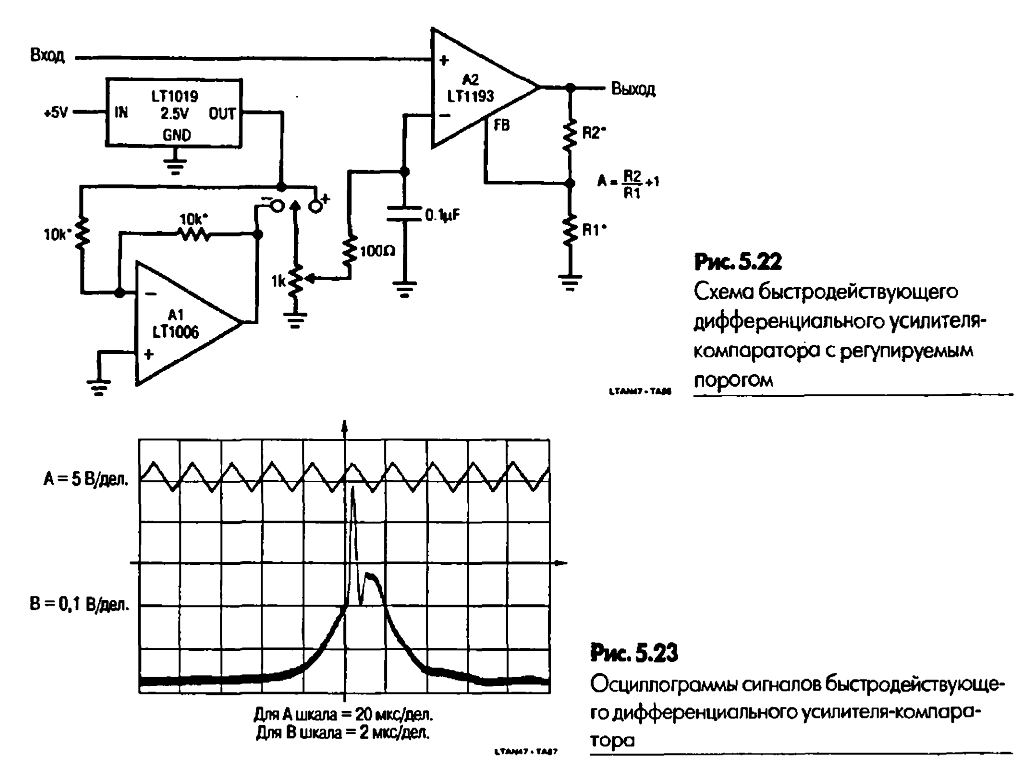


Рис. 5.22
Схема быстродействующего дифференциального усилителя-компаратора с регулируемым порогом

Рис. 5.23
Осциллограммы сигналов быстродействующего дифференциального усилителя-компаратора

Варьируя напряжение источников питания усилителя, можно регулировать контролируемый диапазон амплитуд входного сигнала (за счет изменения разности входных напряжений смещения), однако при этом из-за перегрузки осциллографа ухудшается разрешающая способность схемы. Аналогично при увеличении коэффициента усиления усилителя A2 можно повысить детальность исследуемых сигналов, однако при этом возникают определенные ограничения на количество видов колебаний, которые можно наблюдать на экране осциллографа. Фактически данная схема выполняет те же функции, что и различные сменные блоки осциллографа. Она обладает точностью не менее 0,1% в течение 100 нс после вхождения в зону линейного усиления. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p.p. 39, 40.)

5.1.13. Двухпороговый усилитель-компаратор с регулируемым окном

На рис. 5.24 приведена схема, аналогичная изображенной на рис. 5.22, но ее отличает наличие двух каналов, которые позволяют исследовать форму сигналов в окне между двумя регулируемыми порогами. Они регулируются как по уровню, так и по знаку.

Как видно из рис. 5.24, полярность напряжения смещения, поступающего на инвертирующий вход A2, определяется состоянием выхода компаратора A1. На рис. 5.25 представлена форма выходного сигнала схемы (осциллограмма B) при подаче на вход гармонического колебания (осциллограмма A). Значения верхнего и нижнего

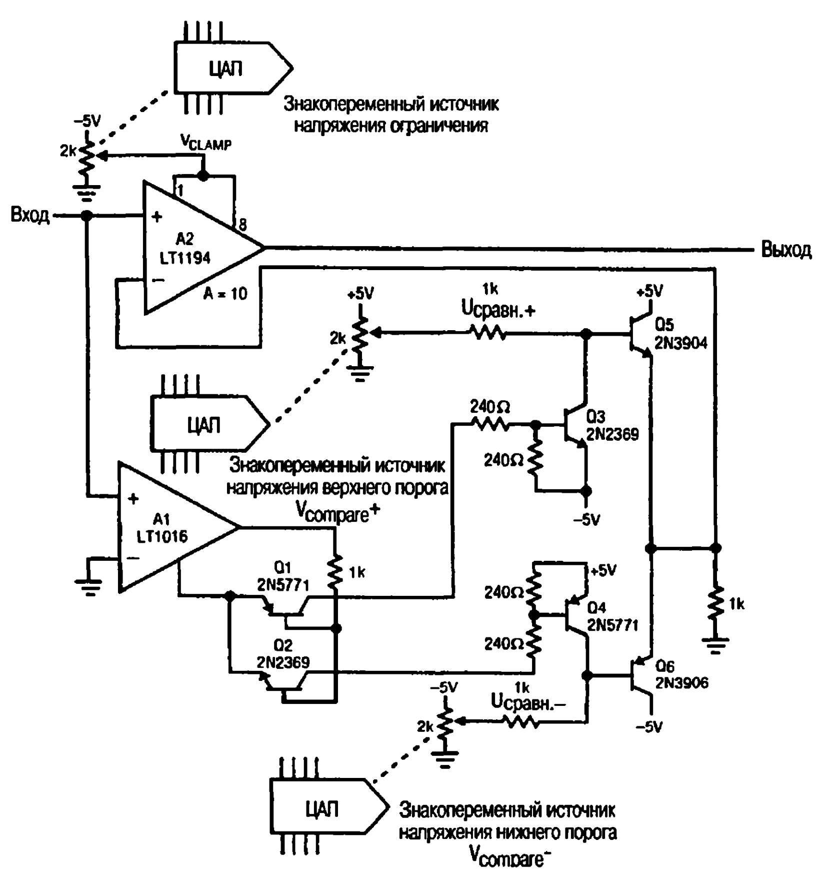


Рис. 5.24. Схема двухпорогового усилителя-компаратора с раздельной регулировкой порогов и уровня ограничения

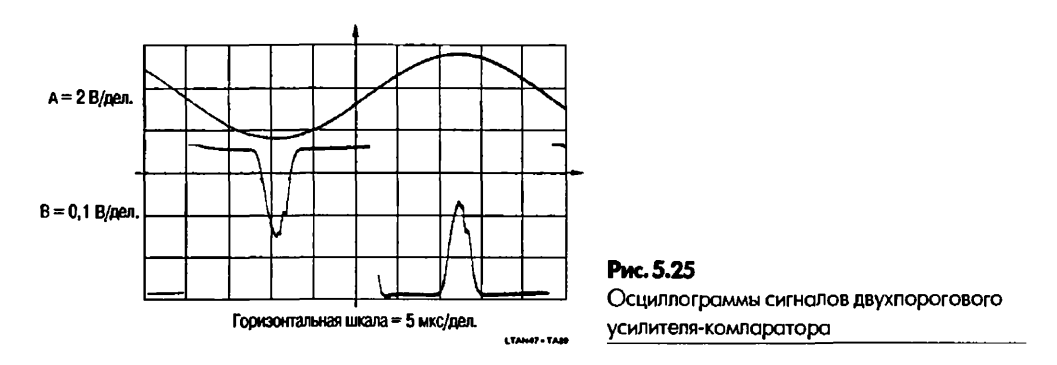


Рис. 5.25 Осциллограммы сигналов двухпорогового усилителя-компаратора

пороговых напряжений $-V_{COMPARE}$ и $+V_{COMPARE}$ по абсолютной величине не превышают амплитуды гармонического колебания. Цепь регулировки уровня ограничения V_{CLAMP} введена для предотвращения насыщения (и временной потери усиления) усилителя при выходе исследуемых сигналов за пределы окна. Сигнал на выходе схемы

(В) одновременно показывает детали обоих пиков гармонического колебания. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p.p. 40, 41.)

5.1.14. Усилитель с фотодиодом

На рис. 5.26 представлена основная схема усилителя с фотодиодом, в табл. 5.2 – значения выходного сигнала при различных параметрах тока фотодиода, а на рис. 5.27 – осциллограммы входного (А) и выходного (В) сигналов схемы при отключении конденсатора обратной связи емкостью 3 пФ. Обратите внимание на выбросы амплитуды и затухающие колебания сигнала до его полного установления. На рис. 5.28 показаны осциллограммы входного (А) и выходного (В) сигналов схемы при включении указанного конденсатора в цепь обратной связи, что позволяет устранить выбросы на фронтах и колебания на вершине импульса. Заметим, однако, что при отключении емкости обратной связи быстродействие усилителя возрастает на 50%. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p.p. 41, 42.)

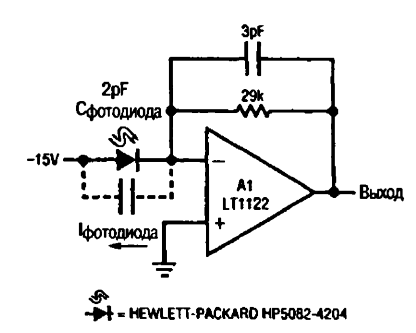


Рис. 5.26. Основная схема усилителя с фотодиодом

A = 175 мкА/дел.

B = 10 В/дел.

Горизонтальная шкала = 500 нс/дел.

Рис. 5.27. Осциллограммы сигналов усилителя с фотодиодом при отключении емкости обратной связи

Таблица 5.2. Значения выходного сигнала при различных значениях тока фотодиода

Мощность светового потока (900 нм)	Ток фотодиода	Выход схемы
1 мВт	350 мкА	10 В
100 мкВт	35 мкВ	1 В
10 мкВт	3,5 мкА	0,1 В
1 мкВт	350 нА	0,01 В
100 нВт	35 нА	0,001 В

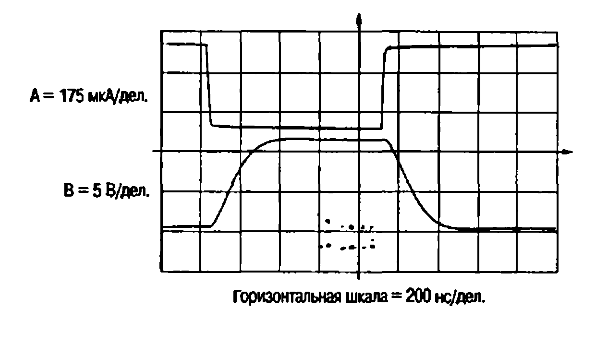


Рис. 5.28

Осциллограммы сигналов усилителя с фотодиодом при включении емкости в цепь обратной связи

5.1.15. Быстродействующий фотоинтегратор

На рис. 5.29 показана схема усилителя с фотодиодом, разработанная специально для тех случаев, когда необходимо измерить энергию светового импульса (или ряда световых импульсов). Схема представляет собой интегратор с очень высоким быстродействием. Ключ S1 обеспечивает сброс заряда. Ключ S2, включенный одновременно с S1, обеспечивает компенсацию ошибки, обусловленной зарядом переключения ключа S1. Если отсутствует фототок (осциллограмма А на рис. 5.30) и ключ S1 замкнут, то A1 функционирует как заземленный по входу повторитель. При этом напряжение на выходе A1 (С) остается равным 0 В. A1 начинает работать в качестве интегратора, как только разомкнется ключ S1.

В этом состоянии интегратор готов к приему и интегрированию импульсов фототока. При попадании светового потока на фотодиод (импульс на осциллограмме В означает световую вспышку, «видимую» фотодиодом) начинается интегрирование сигнала. Напряжение на выходе интегратора A1 после окончания световой вспышки характеризует полную энергию светового импульса. При калибровке закройте фотодиод от света и установите такое значение емкости подстроечного конденсатора, чтобы напряжение на выходе A1 было равным нулю сразу после переключения ключей S1 и S2. В схеме используются конденсаторы с полистироловым диэлектриком. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 42.)

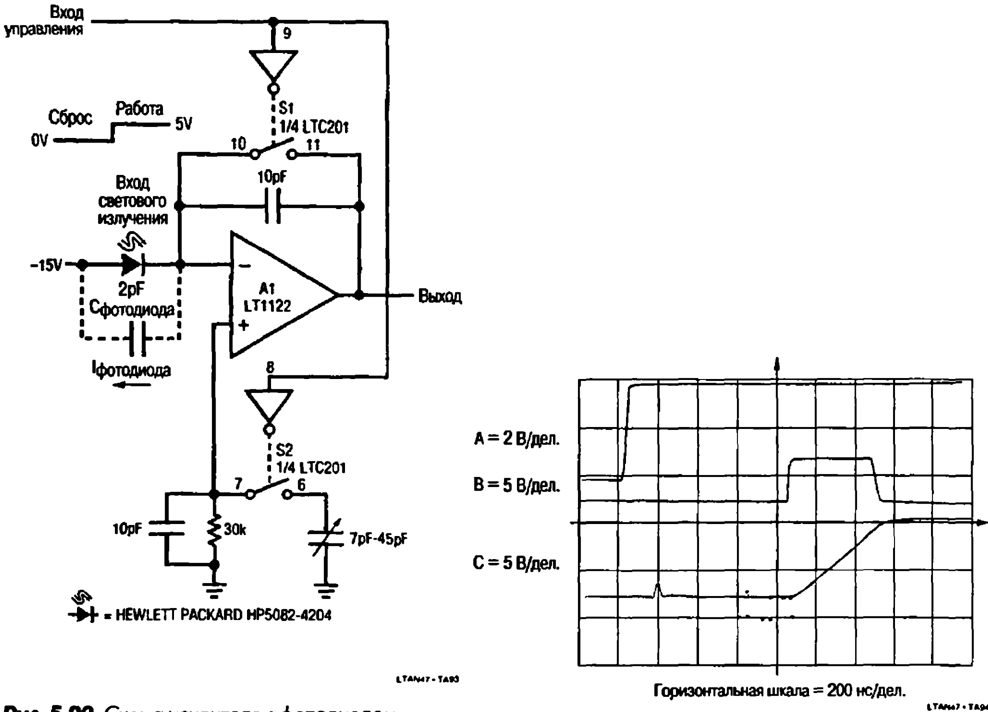


Рис. 5.29. Схема усилителя с фотодиодом, предназначенная для измерения энергии светового потока

Рис. 5.30. Осциллограммы сигналов усилителя с фотодиодом при импульсном освещении

5.1.16. Приемник для волоконно-оптической линии связи

На рис. 5.31 показана простая схема быстродействующего приемника сигналов, передаваемых по волоконно-оптическому кабелю. На рис. 5.32 представлены осциллограммы импульса фототока (A), выходного сигнала усилителя A1 (B) и выходного сигнала усилителя A2 (C). A2 сравнивает значения выходного сигнала A1 с регулируемым порогом и в случае его превышения формирует выходной сигнал, совместимый с логическими уровнями последующих цифровых схем. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 43.)

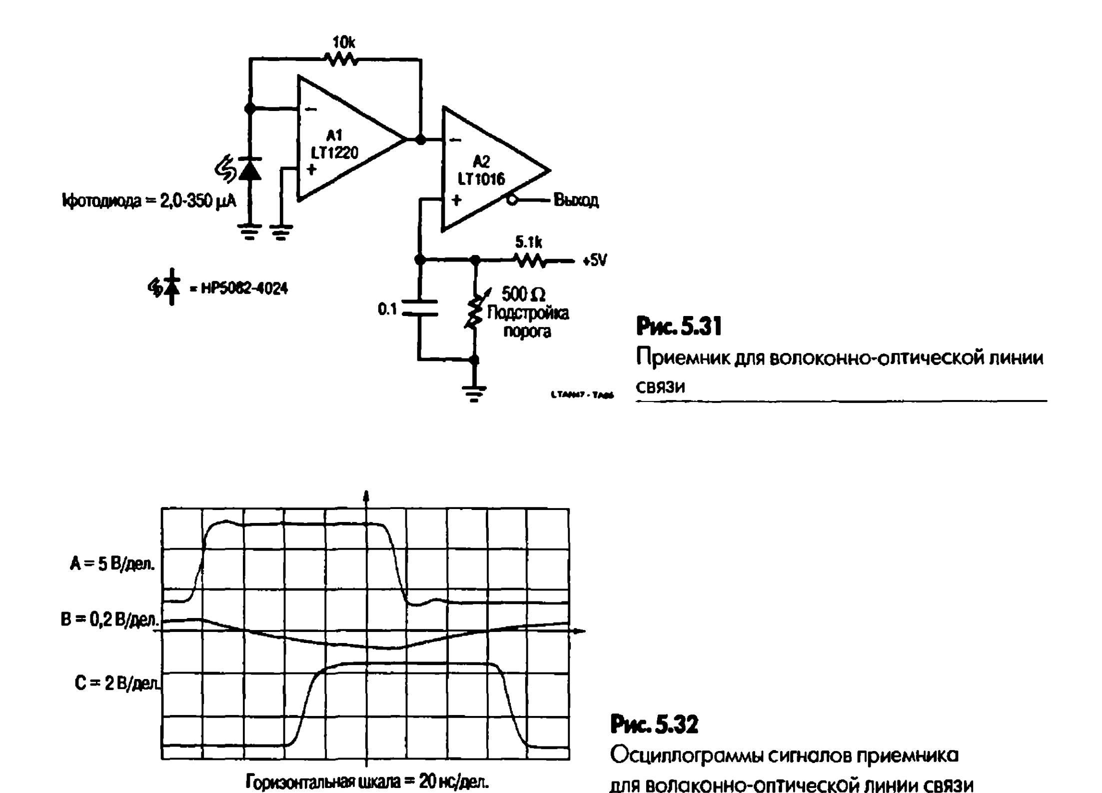


Рис. 5.31
Приемник для волоконно-оптической линии связи

Рис. 5.32
Осциллограммы сигналов приемника для волоконно-оптической линии связи

5.1.17. Адаптивный приемник для волоконно-оптической линии связи в диапазоне частот до 40 МГц

На рис. 5.33 представлена схема, обеспечивающая прием данных, передаваемых по волоконно-оптическому кабелю в диапазоне частот до 40 МГц при динамическом диапазоне оптического сигнала до 40 дБ. Цифровой выход формируется следящей пороговой схемой, которая автоматически подстраивается под изменения интенсивного оптического сигнала. Аналоговый выход (с усилителя A2) позволяет контролировать сигнал фотодетектора. На рис. 5.34 представлены осциллограммы

выходных сигналов импульсного генератора (А), усилителя А2 (В) и микросхемы LT1016 (С), полученные при проверке приемника с помощью оптического импульсного генератора (см. рис. 5.33). Осциллограммы сняты при значении фототока 5 мкА и частоте сигнала около 20 МГц. (См. «Linear Technology», Application Note 47, р. 44.)

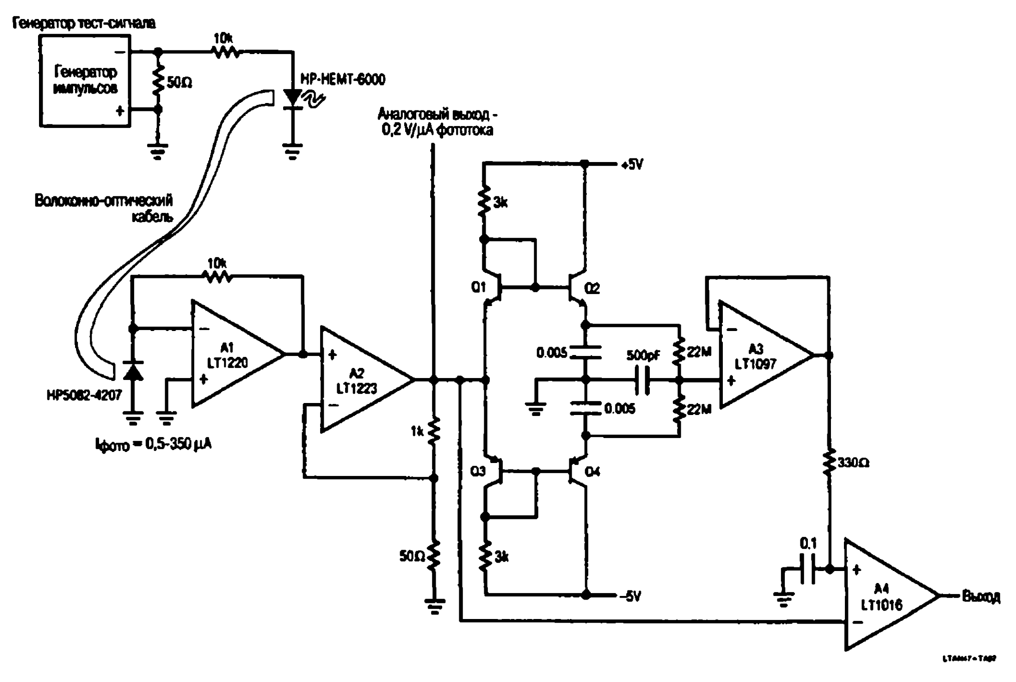


Рис. 5.33. Схема адаптивного приемника для волоконно-оптической линии связи в диапазоне частот до 40 МГц (транзисторы p-n-p типа 2N3906; транзисторы n-p-n типа 2N3904)

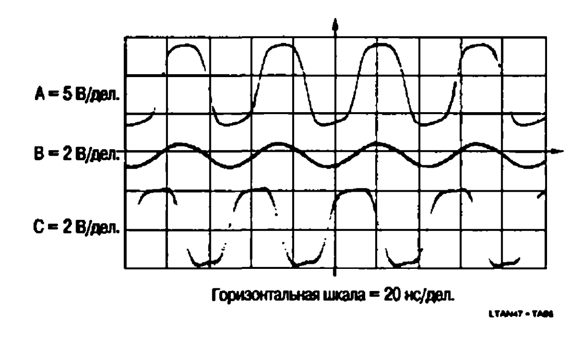


Рис. 5.34

Осциллограммы сигналов, полученные при проверке адаптивного приемника для волоконно-оптической линии связи

5.1.18. Точный аналоговый перемножитель в диапазоне частот до 50 МГц

На рис. 5.35 представлен аналоговый перемножитель с несимметричным выходом. При изменениях частоты сигнала от постоянного тока до 50 МГц погрешность перемножения не превышает 2%, уровень просачивания входных сигналов на выход – 50 дБ. На рис. 5.36 приведены осциллограммы, полученные при перемножении гармонического колебания с частотой 20 МГц и сигнала, представленного на осциллограмме А. Выходной сигнал (осциллограмма В) – это мгновенный отклик схемы, представляющий собой произведение входных сигналов. Максимальный диапазон сигнала на выходе составляет ±1 В. В процессе калибровки подстройте конденсатор по минимуму выбросов на прямоугольной части огибающей выходного сигнала. (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 45.)

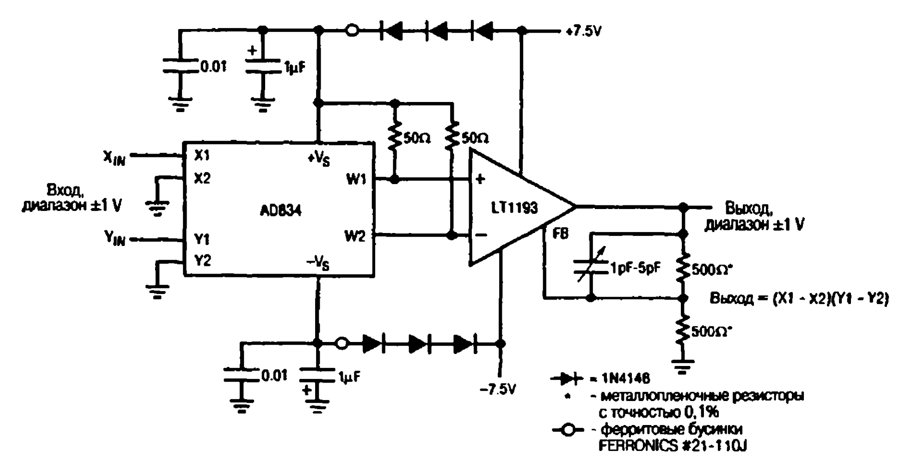


Рис. 5.35. Схема аналогового перемножителя с несимметричным выходом

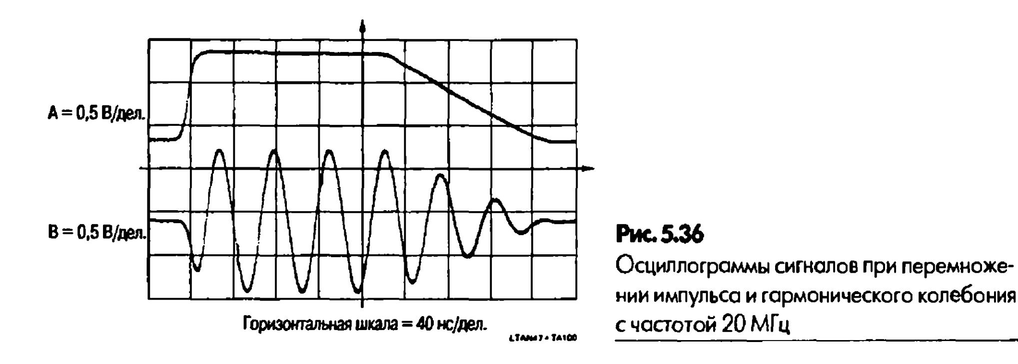


Рис. 5.36
Осциллограммы сигналов при перемножении импульса и гармонического колебания с частотой 20 МГц

5.1.19. Усилитель мощности

На рис. 5.37 показан усилитель мощности с выходным током до 200 мА, используемый с усилителем LT1220. На рис. 5.38 приведены осциллограммы сигналов на входе (А) и выходе (В) самого усилителя мощности (без ИС LT1220). Общая задержка составляет около 1 нс. На рис. 5.39 изображены осциллограммы сигналов при

подключении в схему ИС LT1220 и при подключении к выходу 50-омной нагрузки. При подаче сигнала на вход LT1220 (осциллограмма А) имеет место определенное ограничение скорости нарастания выходного напряжения (осциллограмма В). (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 46.)

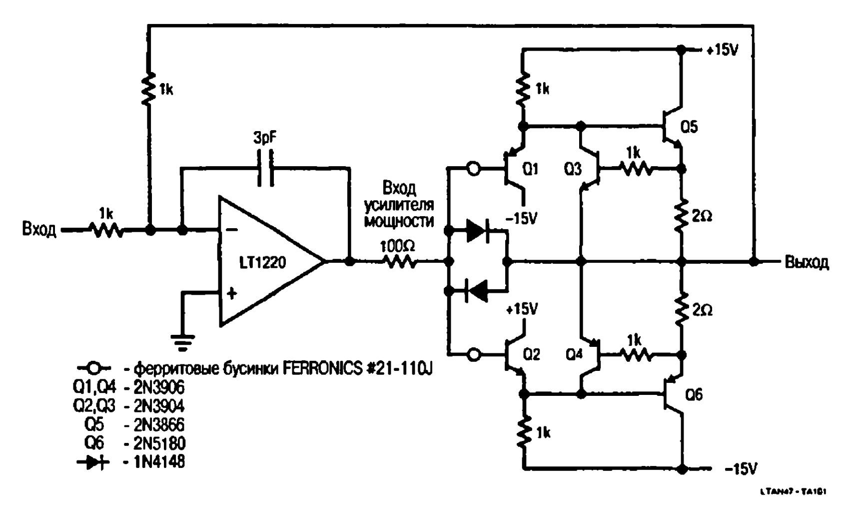


Рис. 5.37. Схема усилителя мощности

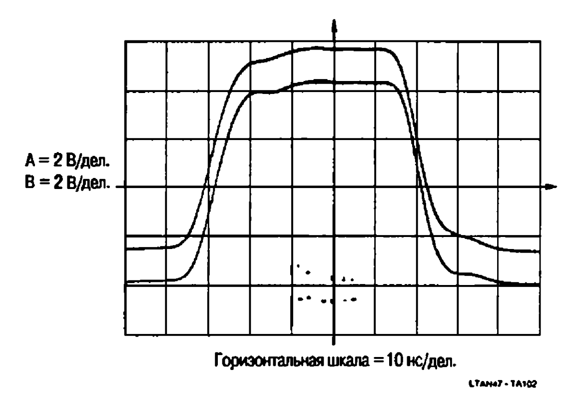


Рис. 5.38
Осциллограммы сигналов усилителя мощности при его отключении от ИС LT1220

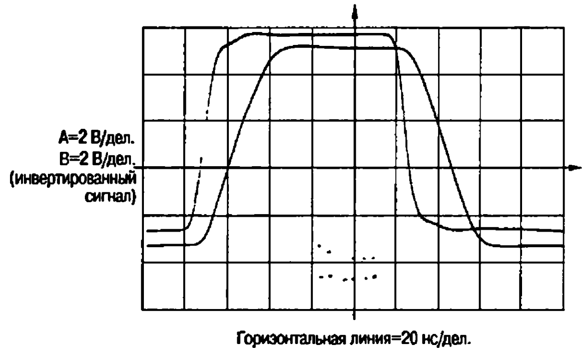


Рис. 5.39
Осциллограммы сигналов усилителя мощности с подключенной ИС LT1220 и 50-омной нагрузкой

5.1.20. Усилитель мощности с большим выходным током

На рис. 5.40 показана другая версия схемы, представленной на рис. 5.37. Она обеспечивает выходной ток до 1 А. На рис. 5.41 приведены осциллограммы сигналов при подаче на вход отрицательного импульса напряжением 10 В (А). Отклик усилителя LT1220 (осциллограмма В) обусловлен включением каскада усиления мощности в общую цепь обратной связи. Усилитель мощности формирует на нагрузке 10 Ом импульс с задержкой в несколько наносекунд (осциллограмма С) и относительно небольшими выбросами на вершине (которые могут быть минимизированы подстройкой емкости в цепи общей обратной связи). (См. «Linear Technology», Application Note 47, p. 47.)

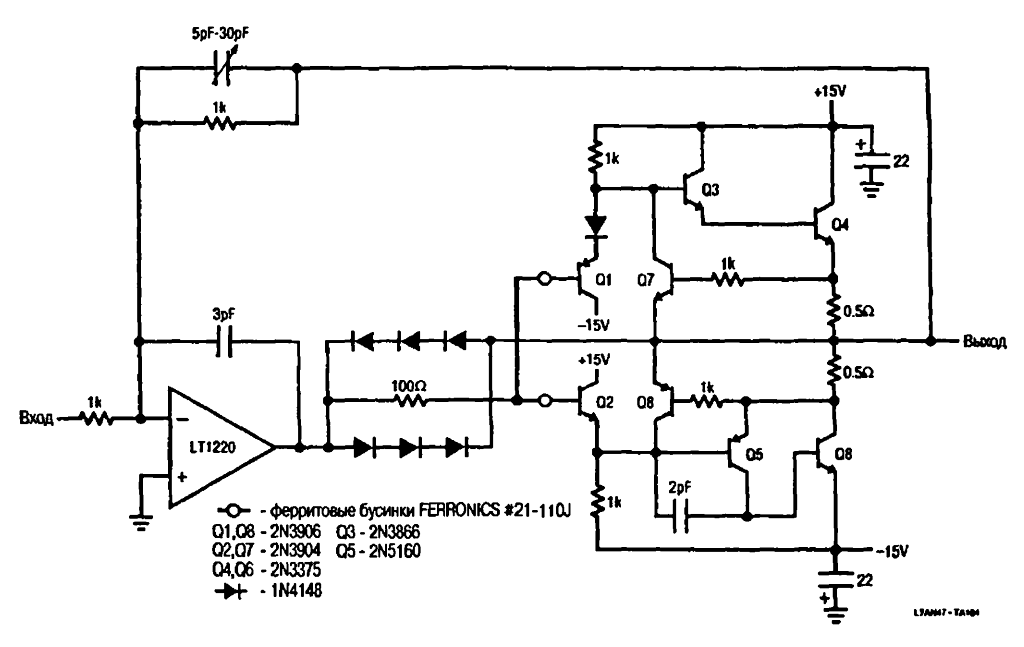


Рис. 5.40. Схема усилителя мощности с повышенным выходным током

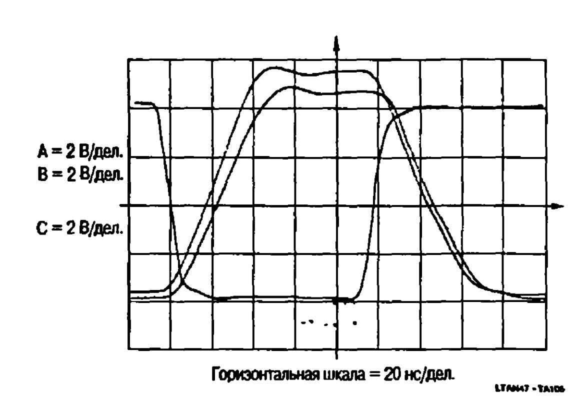


Рис. 5.41
Осциллограммы сигналов усилителя мощности с повышенным выходным током

6. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И КОМПАРАТОРЫ

Эта глава посвящена схемам на операционных усилителях и компараторам. Предполагается, что читатель знаком с основами усилительной техники (принципы усиления, выбор рабочей точки и др.), методами упрощенного расчета усилителей (частотные ограничения), а также имеет некоторые практические навыки по технике монтажа схем и применению теплоотводящих радиаторов для отвода рассеиваемой мощности. Для ознакомления могут быть рекомендованы следующие книги: J. Lenk, «Audio Handbook», McGraw-Hill, 1991; J. Lenk, «RF Handbook», McGraw-Hill, 1991 и J. Lenk, «Simplified Design of IC Amplifiers», Butterworth-Heinemann, 1996.

В следующих разделах кратко описываются основные принципы проверки и поиска неисправностей в схемах усилителей. Материал изложен так, чтобы читатель смог самостоятельно проверить схему, описанную в книге, и установить причину неполадок, если схема не работает должным образом.

6.1. Проверка усилителей

В этом разделе приводятся основные методы проверки интегральных усилителей. Результаты тестовых проверок имеют практическое значение. Если схема успешно прошла тестирование, то она, безусловно, пригодна для применения. Если результат испытаний отрицателен, то его следует использовать в качестве отправной точки для поиска неисправности, процедура которого также описана в этой главе. Следует помнить, что схемы усилителей могут не подвергаться всем описанным проверочным операциям. Однако, если усилитель прошел все без исключения проверочные тесты, можно считать, что он правильно спроектирован и полностью работоспособен.

6.1.1. Оборудование для испытаний усилителей

Для проведения описанных в разделе испытаний и проверок необходимы измерительные приборы, осциллографы, генераторы, источники питания, всевозможные зажимы, соединительные провода и т.д. Если в наличии имеется хороший комплект

испытательного оборудования, предназначенный для других типов электронных схем, то вполне возможно, что он вам подойдет. Вероятно, единственным исключением может оказаться измеритель нелинейных искажений (и то лишь в случае проведения испытаний НЧ усилителей). Следует обратить внимание на несколько принципиальных моментов при выборе и использовании испытательного оборудования.

Соответствие средств проверки тестируемым схемам

Не очень существенно, какой именно тип оборудования используется для проверки схем. Гораздо более важным является соответствие применяемого оборудования параметрам проверяемой схемы. Например, если измеряются параметры импульсов, меандра или сигнала сложной формы, что обычно требуется при проверке любого усилителя на ИС, вольтметр, измеряющий размах сигнала может дать определенную информацию, но более предпочтителен для этих целей осциллограф.

Вольтметры и мультиметры

Помимо проведения стандартных измерений напряжения и сопротивления эти приборы используются при тестировании схем усилителей главным образом для измерения амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и контроля прохождения сигнала от входа до выхода схемы. Многие специалисты предпочитают применять осциллограф, поскольку он позволяет увидеть искажения формы сигнала при его прохождении через схему или при измерении. Есть и такие, кто предпочитает вольметры или измерители мощности, особенно при измерении усиления по напряжению или по мощности.

Во многих случаях можно использовать практически любые измерительные приборы переменного тока (даже простой мультиметр – как аналоговый, так и цифровой) для всех работ по тестированию усилителя. Однако для получения более точных результатов необходим широкополосный прибор (причем полоса пропускания должна быть шире полосы пропускания проверяемого устройства). Кроме того, предпочтительно использовать устройство с двумя каналами измерений, позволяющее проверять одновременно оба канала стереосистемы. Такая возможность особенно важна при измерениях АЧХ и уровня перекрестных помех (искажений) стереоусилителей, но не имеет большого значения при работе с другими типами усилителей.

Осциллографы

Хороший осциллограф, предназначенный для работы с телевизорами или кассетными видеомагнитофонами, вполне пригоден и для работы с усилителями. Покупая новый осциллограф, имейте в виду, что посредством двухлучевого прибора можно одновременно исследовать оба канала стереосистемы (аналогично ситуации с двухканальным мультиметром). Однако гораздо важнее то, что двухлучевой осциллограф позволяет сравнивать и анализировать на экране входной и выходной сигналы усилителя одновременно. Преимущество осциллографа в том, что он позволяет непосредственно наблюдать такие характеристики интегрального усилителя, как искажения сигнала, фон переменного тока, пульсации, выбросы на фронтах импульсов, генерацию. Более того, он необходим для измерения времени

установления и скорости нарастания выходного напряжения, а также уровня шумов. Однако, если ограничиться только проверкой усиления, пользоваться измерителем напряжения или мощности гораздо проще.

Измерители искажений

Существует два типа искажений (и соответственно методик их измерения): нелинейные (гармонические) и интермодуляционные. В данной книге не описывается какой-либо конкретный тип прибора для выполнения подобных измерений – приводится сама методика измерений как нелинейных, так и интермодуляционных искажений.

6.1.2. Децибел: основные понятия

В усилительной технике широко используется понятие децибела (дБ), который в логарифмическом виде показывает соотношение между двумя уровнями мощности либо напряжения. Например, в спецификации обычного интегрального ОУ такие параметры, как усиление по напряжению, усиление по мощности и коэффициент ослабления синфазного сигнала, приведены в децибелах. Децибел равен одной десятой бела; использование целого бела на практике не очень удобно, поскольку это слишком большая величина.

Несмотря на то что существует несколько способов выражения соотношения между двумя величинами, использование децибела в усилительной технике обусловлено следующими двумя причинами: во-первых, децибел является удобной единицей измерения для всех без исключения типов усилителей; во-вторых, он хорошо соответствует восприятию человеческим ухом громкости звука. Именно поэтому его применение очень удобно для характеристики свойств НЧ усилителей.

Человеческое ухо одинаково хорошо воспринимает как обычную речь, так и раскаты грома (которые могут быть в 100 000 раз громче речи). Это связано с тем, что реакция уха на звук не прямо пропорциональна его энергии, а приблизительно пропорциональна логарифму энергии звуковой волны. Обыкновенным или десятичным логарифмом ($\log_{10}$) числа N является значение, показывающее, сколько раз должно быть перемножено число 10 само на себя (то есть показатель степени), чтобы в результате получилось число N. Например, десятичным логарифмом числа 100 (которое можно представить как 10×10, или 10^2) является число 2. Логарифмом числа 100 000 (10^5) является число 5. Данное соотношение можно записать в следующем виде:

$$\log_{10} 100\,000 = 5.$$

При сравнении двух значений энергии можно использовать бел. Он является логарифмом отношения двух значений энергии. Например, при сравнении энергии обычного разговора и энергии раската грома их отношение можно выразить следующим образом:

$$\log_{10}\frac{\text{энергия грома}}{\text{энергия речи}} \text{ или } \log_{10}\frac{100000}{1}.$$

Если применить более удобную величину – децибел, то увеличение силы звука от уровня человеческой речи до уровня раската грома будет соответствовать:

$$10 \log_{10}\frac{100000}{1}$$ или 50 децибел (50 дБ).

Таким же образом этот метод используется и при измерении усиления в усилителях, вне зависимости от того, предназначен ли усилитель для низкочастотного диапазона или нет. Увеличение выходной мощности любого усилителя может быть выражено следующим соотношением:

$$\text{усиление (в дБ)} = 10 \log_{10}\frac{\text{выходная мощность}}{\text{входная мощность}}.$$

Это же выражение может быть представленно в виде:

$$\text{усиление (в дБ)} = 10 \log_{10}\frac{P_2}{P_1},$$

где P_2 – выходная мощность, а P_1 – мощность, подаваемая на вход усилителя. Если $P_2 > P_1$, то мощность увеличивается, что выражается положительным значением коэффициента усиления (+дБ). Если же $P_1 > P_2$, то мощность ослабляется, что выражается отрицательным значением величины коэффициента усиления (–дБ). Во всех случаях берется отношение двух значений мощности (P_1 и P_2), затем логарифм этого отношения умножается на 10. В результате, если соотношение значений мощностей равно 10, усиление – 10 дБ; если соотношение значений мощностей равно 100, то усиление – 20 дБ, если соотношение значений мощностей равно 1000, то усиление – 30 дБ и т.д.

6.1.3. Соотношения для удвоения мощности

Двукратное увеличение мощности в усилителе соответствует усилению +3 дБ. Например, если при повороте регулятора громкости усилителя выходная мощность возросла с 4 до 8 Вт, то мощность увеличилась на 3 дБ (+3 дБ). Если же выходная мощность снизилась с 4 до 2 Вт, то усиление упало на 3 дБ (–3 дБ).

Если первоначальная мощность 4 Вт увеличилась до 8 Вт, то усиление составит +3 дБ. Дальнейшее двукратное увеличение мощности (от 8 до 16 Вт) соответствует усилению еще на +3 дБ, но по сравнению с первоначальной мощностью 4 Вт общее усиление будет равно +6 дБ. При увеличении мощности до 40 Вт (то есть десятикратном увеличении относительно уровня 4 Вт) общее усиление мощности составит +10 дБ и т.д.

6.1.4. Сложение децибелов

Широкому применению децибелов в усилительной технике способствовало еще одно обстоятельство. При включении нескольких усилителей последовательно по каскадной схеме, которая достаточно часто используется в усилительных устройствах, общее значение усиления многокаскадного усилителя определяется перемножением коэффициентов усиления каждого каскада. Например, в случае включения по каскадной схеме трех усилителей, каждый из которых имеет коэффициент усиления, равный 10, общий коэффициент усиления составит 1000 (10×10×10).

При этом коэффициенты усиления, выраженные в децибелах, просто суммируются. Например, в приведенном выше выражении суммарный коэффициент усиления по мощности составит 10 дБ + 10 дБ + 10 дБ = +30 дБ. Совершенно аналогично

при последовательном включении двух каскадов усиления, первый из которых имеет усиление +30 дБ, а второй – ослабление –10 дБ, общий результат будет равен: +30 дБ – 10 дБ = +20 дБ.

6.1.5. Использование децибелов для сравнения величин напряжений и токов

Децибелы также применяются для сравнения уровней входного и выходного напряжений усилителя. Они могут использоваться и для выражения соотношения токов, однако такой подход в усилительной технике не распространен. Для сравнения величин напряжений или токов служат соотношения:

$$20\lg\frac{\text{выходное напряжение}}{\text{входное напряжение}},\quad 20\lg\frac{\text{выходной ток}}{\text{входной ток}}.$$

Здесь определяется отношение двух напряжений (или токов) и его логарифм умножается на коэффициент 20 (а не 10, как в случае отношения двух мощностей).

Необходимо отметить, что, хотя отношения значений мощности не зависят от импедансов (сопротивлений) источника сигнала и выходной нагрузки, соотношения для напряжений и токов справедливы лишь при равенстве импедансов источника сигнала и выходной нагрузки. Для усилителей, где величины входного и выходного импедансов различны, соотношения токов и напряжений определяются следующими выражениями:

$$20\lg\frac{E_2\sqrt{R_1}}{E_1\sqrt{R_2}};\quad 20\lg\frac{I_2\sqrt{R_2}}{I_1\sqrt{R_1}},$$

где R_1 – сопротивление источника сигнала, или входной импеданс, R_2 – сопротивление нагрузки, или выходной импеданс, а E1, I1 – входные и E2, I2 – выходные напряжения и токи. Причем

$E_2\sqrt{R_1}$ и $I_2\sqrt{R_2}$

обычно больше по величине, чем

$E_1\sqrt{R_2}$ и $I_1\sqrt{R_1}$.

Как и для соотношения мощностей, если значение выходного напряжения превышает входное, усиление, выраженное в децибелах, имеет положительный знак (+дБ). Если же выходное напряжение меньше входного, имеет место ослабление, которое выражается отрицательным значением величины (–дБ).

Следует отметить, что увеличение выходного напряжения вдвое характеризуется усилением на +6 дБ. Соответственно уменьшение выходного напряжения вдвое характеризуется ослаблением на –6 дБ. Для подсчета суммарного усиления по напряжению нескольких совместно работающих усилительных каскадов следует сложить (с учетом знака) их значения усиления или ослабления в децибелах.

6.1.6. Децибелы и измерения абсолютных величин

Если усилитель имеет усиление по мощности, равное +20 дБ, это означает, что выходная мощность в 100 раз превышает поступающую на вход усилителя. Несмотря на то что децибелы служат для определения отношений величин двух сигналов, иногда эту единицу используют для измерения абсолютных, а не только

относительных значений величин. С этой целью можно взять некоторую эталонную величину сигнала и определить любую другую величину в децибелах по отношению к эталонной.

В НЧ усилителях наиболее распространенными децибельными единицами для измерения абсолютных уровней мощностей являются дБм (децибел относительно уровня мощности 1 мВт) и единица уровня звука (VU – volume unit).

При использовании единиц уровня звука принимается, что нулевой (эталонный) уровень равен 0,001 Вт (1 мВт), а величина полного сопротивления (импеданс) – 600 Ом. Итак,

$$VU = 10 \lg P2 / 0{,}001 = 10 \lg 10^3 P_2,$$

где P_2 – выходная мощность.

Таким образом, для единиц уровня звука и для дБм приняты одинаковые эталонные уровни отсчета. Когда измеряемый сигнал имеет синусоидальную форму, обычно применяются дБм (как правило, частота сигнала равна 1 кГц), а VU используются для измерений аудиосигналов сложной формы.

6.1.7. Амплитудно-частотная характеристика

Для измерения амплитудно-частотных характеристик используются генератор и измеритель уровня сигнала или осциллограф. Генератор настраивается на различные частоты требуемого диапазона, и на каждой из них измеряются величины выходного сигнала. Полученные результаты изображаются в виде кривой, называемой частотным откликом или амплитудно-частотной характеристикой. На рис. 6.1 приведена схема измерения усиления в режиме с разомкнутой обратной связью (A_{OL}) для стандартного ОУ (CA3450 фирмы Harris). На рис. 6.2 изображена амплитудно-частотная характеристика (иногда называемая диаграммой Боде), измеренная в режиме с разомкнутой обратной связью. Здесь также показана зависимость угла фазового сдвига от частоты.

На рис. 6.3 приведена схема измерения усиления той же ИС в режиме с замкнутой обратной связью (непосредственное соединение выводов 3 и 6 для получения единичного коэффициента усиления или с использованием резисторов в цепи обратной связи, подключенных к выводам 3 и 6, для получения усиления по напряжению A_V, равного 10). На рис. 6.4 и 6.5 показаны частотные характеристики в режиме с замкнутой обратной связью для коэффициентов усиления 1 и 10.

Частота, при которой начинается уменьшение амплитуды выходного сигнала, называется точкой перегиба частотной характеристики. В технических условиях (паспортах, спецификациях) ИС усилителей указано, что точка перегиба частотной характеристики соответствует частоте, при которой происходит снижение выходного сигнала на 3 дБ по сравнению с его значением на плоском участке характеристики. На рис. 6.5 спад частотной характеристики начинается на частоте примерно 10 МГц, а спад на 3 дБ наблюдается на частоте порядка 20 МГц.

В ряде ИС усилителей предусмотрено подключение внешних корректирующих элементов (как правило, конденсаторов, но иногда встречаются и комбинации резисторов и конденсаторов). Цепи коррекции влияют как на положение точки перегиба частотной характеристики, так и на саму зависимость усиления от частоты.

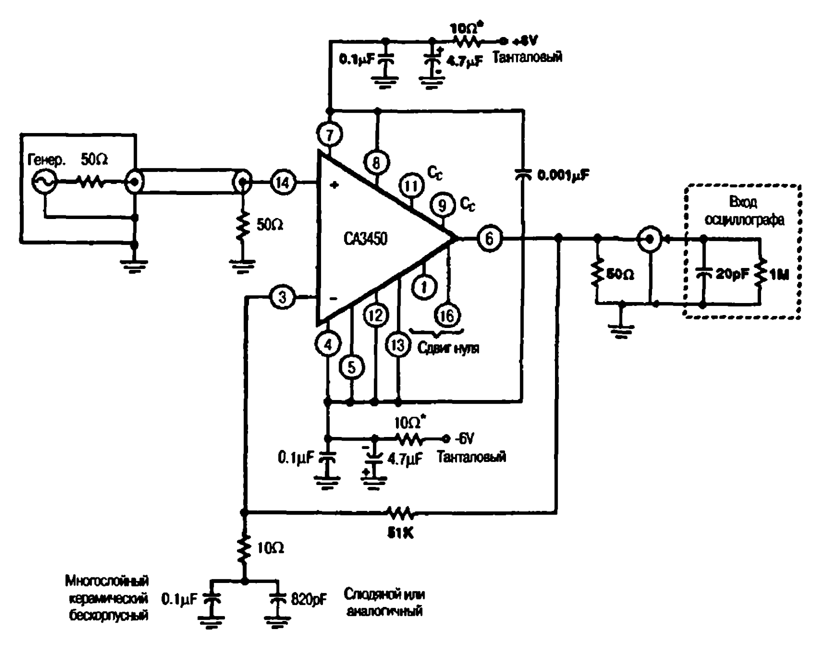


Рис. 6.1. Схема измерения усиления в режиме с разомкнутой обратной связью (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-217)

Примечание к рис. *Все конденсаторы развязки по питанию емкостью 0,1 и 0,001 мкФ – многослойные, керамические, бескорпусные. Развязывающий резистор – 10 Ом, 0,25 Вт, – помеченный звездочкой и показанный на схемах включения усилителя, выполняет две задачи: обеспечивает развязку ИС непосредственно на выводах питания, подавляя возможные резонансные явления в источнике из-за параллельно включенных конденсаторов, и защиту в случае длительного режима короткого замыкания на выходе.*

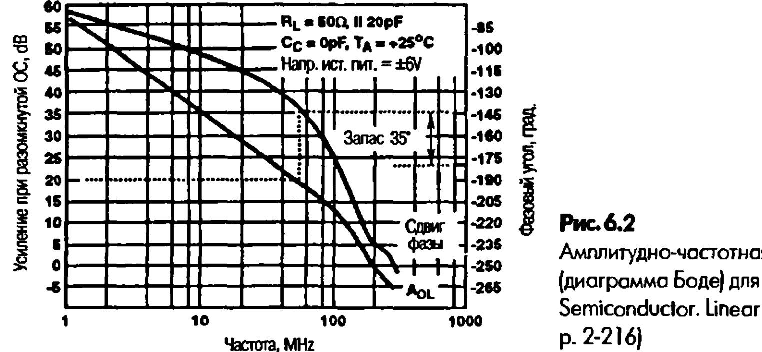


Рис. 6.2
Амплитудно-частотная характеристика (диаграмма Боде) для ИС CA3450 (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-216)

В схеме на рис. 6.1 внешние корректирующие элементы не использованы. В схеме на рис. 6.3 внешний корректирующий конденсатор подключен к выводам 9 и 11. На графике (см. рис. 6.4) виден эффект влияния величины емкости конденсатора C_C на усиление и фазовый сдвиг. Многие усилительные ИС имеют внутренние

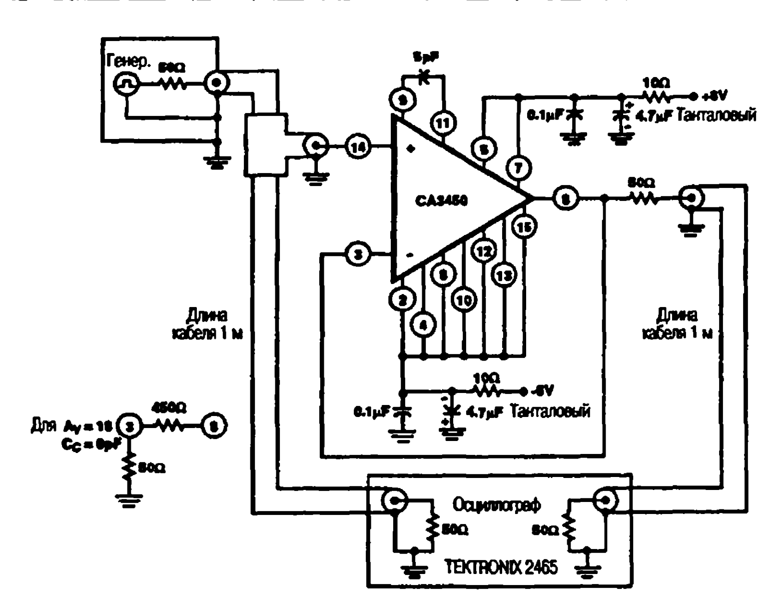


Рис. 6.3. Схема измерения частотной характеристики в режиме с замкнутой обратной связью (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-218)

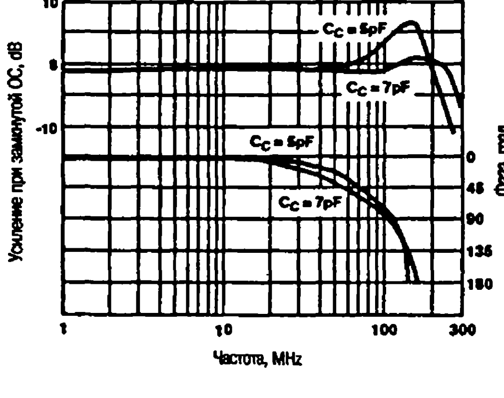


Рис. 6.4

Частотные характеристики при единичном усилении в режиме с замкнутой обратной связью (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-216)

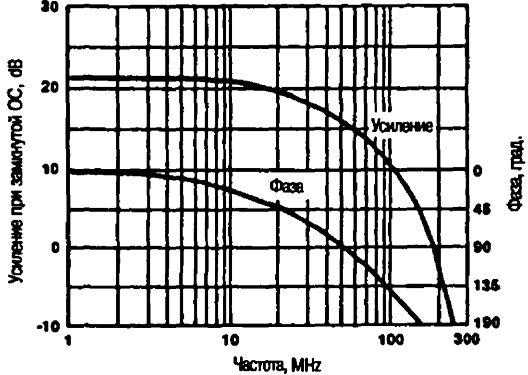


Рис. 6.5

Частотные характеристики при коэффициенте усиления по напряжению A_V = 10 в режиме с замкнутой обратной связью (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-216)

корректирующие элементы, поэтому в таких ИС характеристики усиления и фазового сдвига в режиме с разомкнутой обратной связью не могут быть изменены путем внешней настройки.

Для измерения АЧХ необходимо обеспечить подачу входного сигнала со строго постоянной амплитудой и производить измерения выходного сигнала. Частота входного сигнала (при неизменной его амплитуде) должна меняться в пределах собственного рабочего диапазона частот усилителя. Затем следует нанести на график величину выходного напряжения для каждого значения частоты. Выполнение измерений производится в следующем порядке:

1. Собрать схему, изображенную на рис. 6.1 или 6.3. Следует иметь в виду, что приведенные на рисунках схемы рассчитаны на конкретный тип ИС. Однако они имеют абсолютно все необходимые элементы стандартной схемы проверки зависимости усиления от частоты. Тестовый сигнал подается на неинвертирующий вход, а инвертирующий вход подключен к выходу (либо заземлен при проведении испытаний в режиме с разомкнутой обратной связью для некоторых ИС). На выходе должен быть получен усиленный неинвертированный сигнал, повторяющий форму входного. Вход и выход должны быть нагружены на определенную испытательную нагрузку (как правило, сопротивлением 50 Ом). Нагрузка, подключенная к входу, должна иметь такой же импеданс, что и источник сигнала, а к выходу должна быть подключена нагрузка с импедансом, равным импедансу измерительного прибора (например, осциллографа). Следует отметить, что характеристики усилителя будут меняться (иногда значительно) при изменении выходной нагрузки, а также параметров внешней цепи коррекции. Поэтому в тех случаях, когда реальная нагрузка сильно отличается от рекомендуемой в спецификации, нужно произвести испытания усилителя с реальными величинами выходной нагрузки в дополнение к испытаниям с рекомендуемыми значениями. При этом может оказаться, что параметры ИС не будут удовлетворять требуемым по величине усиления или точке перегиба частотной характеристики.

   Эти предварительные замечания относятся как к случаю проведения испытаний с корректирующими элементами, так и без них. Например, в схеме измерений на рис. 6.1 внешние корректирующие элементы не используются (нет подключений к выводам 9 и 11), а в схеме на рис. 6.3 имеется внешний конденсатор, подключенный к выводам 9 и 11. При сравнении графиков на рис. 6.2, 6.4 и 6.5 видно, что характеристики зависимости усиления от частоты различаются в случае использования корректирующих элементов и их отсутствия. Например, усиление в режиме с разомкнутой обратной связью (рис. 6.2) составляет примерно 57 дБ на частоте 1 МГц, но падает почти до 10 дБ на частоте 100 МГц. При использовании внешних корректирующих элементов и резистора обратной связи, обеспечивающего усиление по напряжению, равное 20 дБ, график усиления по напряжению не имеет спада почти до 10 МГц, а затем спадает до 10 дБ на частоте 100 МГц.

2. Начинать проверку следует с установки частоты генератора на минимальную величину диапазона (например, 1 МГц для ИС усилителей). Затем нужно

установить амплитуду выходного сигнала генератора на необходимом уровне. При отсутствии сведений о необходимом уровне напряжения тестового сигнала для усилителя величина выходного сигнала генератора устанавливается исходя из практических соображений. Например: контролируя выходной сигнал усилителя и увеличивая амплитуду выходного сигнала генератора на частоте примерно равной середине рабочего диапазона (20–30 МГц для интегральных усилителей), нужно зафиксировать момент начала режима насыщения. Усилитель находится в режиме насыщения, если дальнейшее увеличение сигнала генератора не вызывает увеличения выходного сигнала (показаний измерительного прибора) либо вершины синусоидального выходного сигнала на экране осциллографа начинают уплощаться. Следует установить выходной сигнал генератора чуть ниже того значения, при котором начинается насыщение. Затем подключить осциллограф или измерительный прибор на выход генератора (вход схемы) и измерить величину напряжения. Входной сигнал необходимо поддерживать на этом уровне в течение всего времени проведения измерений.

При выполнении любых действий, связанных с изменением выходного напряжения, убедитесь в том, что его величина не превосходит ограничений, установленных для данной ИС. Как показано на рис. 6.6, размах выходного напряжения (от пика до пика) интегрального усилителя составляет примерно 5 В на частоте порядка 20 МГц.

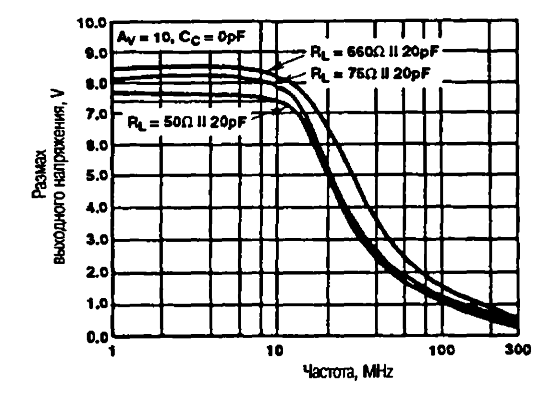


Рис. 6.6

Зависимость выходного нопряжения от частоты (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-217)

Если в режиме с замкнутой обратной связью усиление равно 10, а входной сигнал на частоте 20 МГц – 0,6 В, то выходное напряжение достигнет 6 В. Так как эти значения сигналов превышают допустимые для указанной микросхемы, то в результате возможно искажение формы выходного сигнала.

3. Если проверяемая схема позволяет настраивать или управлять такими параметрами, как громкость, усиление, тембр (по высоким или низким частотам), баланс и т.п., то при начальном измерении амплитудно-частотных характеристик следует выбрать средние величины этих параметров, а затем, при необходимости, произвести повторные измерения при различных положениях органов регулировки. Хотя в рассматриваемом примере их нет, данная интегральная микросхема имеет возможность подстройки смещения нуля (выводы 1

и 16 на рис. 6.1). Если на дифференциальном входе ИС наблюдается разбаланс либо имеется смещение уровня в последующих каскадах схемы, выходной сигнал может быть ненулевым при нулевом сигнале на входе. Напряжение, подаваемое на выводы 1 и 16, может исправить эту ситуацию.

На рис. 6.7 приведена схема измерения частотной характеристики в режиме с разомкнутой обратной связью для другого типа ИС усилителя (CA3094A фирмы Harris), где используется подстройка смещения нуля. В этой схеме один из входов (вывод 3) имеет потенциал «земли», а напряжение, подаваемое на вывод 2, может регулироваться для установки нулевого начального уровня на выходе. Следует отметить, что ИС на рис. 6.7 является операционным усилителем с управляемым коэффициентом усиления.

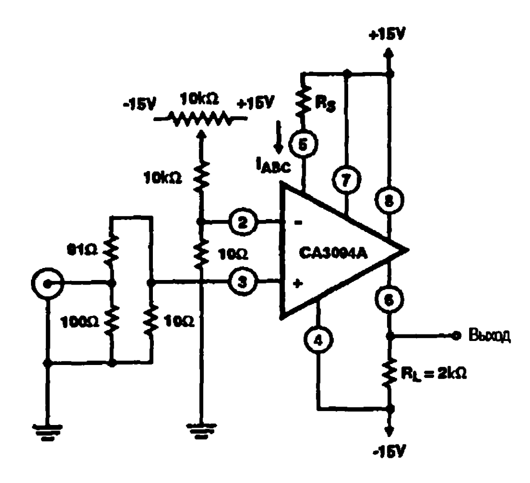


Рис. 6.7

Схема измерения частотной характеристики в режиме с разомкнутой обратной связью дифференциального усилителя с управляемым коэффициентом усиления (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-94)

Таблица 6.1. Зависимость управляющего тока смещения I_{ABC} от величины резистора RS

R_s	I_{ABC}, мкА
56 кОм	500
560 кОм	50
5,6 МОм	5

4. При проведении измерений требуется внести полученное значение выходного напряжения в таблицу. Затем, поддерживая постоянной амплитуду выходного сигнала генератора, необходимо увеличить его частоту на некоторую фиксированную величину и занести в таблицу новое значение выходного напряжения. Шаг увеличения частоты генератора может быть произвольным и определяется прежде всего диапазоном рабочих частот ИС. Вполне приемлемым является шаг изменения частоты в 1 МГц между измеряемыми точками (при максимальном значении порядка 10 МГц). В частотном диапазоне свыше 10 МГц может быть допустим шаг изменения частоты 10 МГц. Естественно, что уменьшение шага изменения частоты позволит выявить ряд особенностей, в частности появление выбросов на частотной характеристике. Обратите внимание, что на графике зависимости усиления от частоты (рис. 6.4) наблюдается подъем характеристики в области частот от 100 до 200 МГц.

5. После начального измерения АЧХ можно при необходимости определить влияние органов настройки и управления (если таковые имеются) на характеристику. Например, в НЧ усилителе органы управления громкостью и усилением оказывают одинаковое влияние в пределах собственного частотного диапазона усилителя. Изменение уровня регулировки низких и высоких звуковых частот (тембра) может оказать определенное влияние на частотную характеристику во всем частотном диапазоне. Естественно, что влияние регулировки высоких частот больше проявится в высокочастотной части диапазона, тогда как регулировка низких частот окажет большее влияние в низкочастотной области.
6. Необходимо учитывать, что амплитуда выходного сигнала генератора, как правило, изменяется с изменением частоты (факт, который иногда не учитывается при измерении амплитудно-частотных характеристик). Поэтому после каждого изменения частоты следует проверять амплитуду выходного сигнала генератора, так как очень важно, чтобы эта величина оставалась постоянной при измерениях во всем частотном диапазоне.

6.1.8. Усиление по напряжению

Измерение усиления по напряжению усилителя проводится по такой же методике, что и измерение АЧХ. Отношение выходного напряжения к входному (при любой заданной частоте рабочего частотного диапазона усилителя) представляет собой коэффициент усиления по напряжению. Так как во время измерения амплитудно-частотных характеристик входное напряжение (напряжение на выходе генератора) поддерживается постоянным, зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты идентична АЧХ, как видно из рис. 6.2, 6.4–6.6. Необходимо только помнить, что график зависимости усиления по напряжению от частоты, приведенный на рис. 6.2, определяется прежде всего типом интегральной микросхемы, а графики зависимости усиления от частоты, представленные на рис. 6.4 и 6.5, – внешними факторами (сопротивлениями цепи обратной связи).

6.1.9. Выходная мощность и усиление по мощности

Для определения выходной мощности усилителя измеряется значение выходного напряжения на сопротивлении нагрузки при заданной частоте в рабочем диапазоне частот усилителя. Например, для усилителя, изображенного на рис. 6.1, выходное напряжение равно 7 В. Тогда выходная мощность:

$$P = \frac{E^2}{R} = \frac{7^2}{50} = 0{,}98\,\text{Вт}.$$

Важно отметить, что при измерениях нельзя использовать в качестве нагрузочных проволочные сопротивления или любые элементы, имеющие в своем составе моточные изделия. Такие элементы обладают индуктивным сопротивлением, которое изменяется с частотой, и, следовательно, полное сопротивление нагрузки оказывается непостоянным. Поэтому в качестве нагрузки необходимо применять резисторы или потенциометры, изготовленные из композитных материалов и не имеющие индуктивности.

Для определения усиления по мощности необходимо вычислить как входную, так и выходную мощности. Входная мощность определяется по той же методике, что и выходная, однако нужно знать либо рассчитать входной импеданс. Для

некоторых схем рассчитать его довольно трудно, особенно когда входной импеданс прибора зависит от усиления транзисторов входного каскада ИС. Если известна (или рассчитана) величина входной мощности, усиление по мощности определяется как отношение выходной мощности к входной. В случаях, когда к входу усилителя подключен резистор с значительно меньшим сопротивлением, чем входной импеданс усилителя, можно использовать величину этого резистора для расчета входной мощности.

6.1.10. Входная чувствительность

Для некоторых интегральных усилителей вместо параметров выходной мощности и усиления (или дополнительно к ним) в спецификацию включается входная чувствительность. Она означает минимальную выходную мощность, которая может быть получена при определенном значении входного напряжения. Например, 3 Вт выходной мощности при напряжении входного сигнала 100 мВ. Как правило, этот параметр используется в мощных ИС усилителей. Для того чтобы определить входную чувствительность, необходимо просто приложить к входу указанное в спецификации напряжение и измерить реальную выходную мощность.

6.1.11. Полоса пропускания

В ряде спецификаций указано, что усилительные ИС должны обеспечивать определенное выходное напряжение (выходную мощность) в заданном диапазоне частот. Как правило, ширина полосы пропускания по напряжению не совпадает с полосой пропускания по мощности. Например, усилитель может отдавать полную выходную мощность только до частот порядка 1 МГц, несмотря на то что АЧХ не имеет спада до частоты 10 МГц. Таким образом, выходное напряжение (без подключения нагрузки) остается постоянным до частоты порядка 10 МГц, тогда как выходная мощность (с подключенной нагрузкой) остается постоянной только до частоты 1 МГц. На рис. 6.8 приведены схема и методика измерения полосы пропускания на уровне –3 дБ для типового ОУ (CA3020/CA3020A фирмы Harris).

6.1.12. Влияние нагрузки

Большинство усилителей, особенно мощных, чувствительны к изменениям нагрузки. Для любого усилителя максимальное усиление по мощности достигается в случае равенства выходного сопротивления и сопротивления нагрузки (согласованная нагрузка). Схема измерения влияния нагрузки (нагрузочной характеристики) такая же, как для измерения частотной характеристики (см. рис. 6.1 и 6.7), с учетом того, что сопротивление нагрузки при измерениях необходимо менять. Напомним, что нельзя использовать проволочные резисторы в качестве нагрузки, так как их индуктивная составляющая может внести значительную погрешность в измерения.

Для измерения нагрузочной характеристики усилителя необходимо измерять выходную мощность при различных соотношениях сопротивления нагрузки и выходного сопротивления усилителя. Таким образом, для каждого значения сопротивления нагрузки (включая равное выходному сопротивлению усилителя) нужно измерить коэффициент усиления по мощности (или напряжению). Повторите

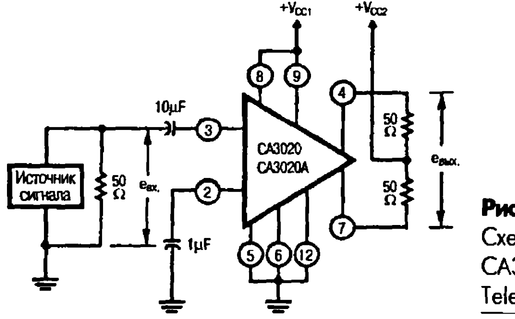


Рис. 6.8

Схема измерения полосы пропускания ОУ типа CA3020/CA3020A (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-50)

Примечание к рис. *Методика выполнения измерений:*

1. *Установите требуемые значения питающих напряжений* V_{CC1} *и* V_{CC2}.
2. *Установите входной сигнал частотой 1 кГц,* e_{BX} = *5 мВ (среднеквадратическое значение).*
3. *По измеренному значению* $e_{BЫX}$ *рассчитайте величину коэффициента усиления (в децибелах).*
4. *Поддерживая постоянным значение* e_{BX} = *5 мВ, меняйте частоту входного сигнала ниже и выше частоты 1 кГц таким образом, чтобы получить ослабление выходного сигнала на 3 дБ относительно значения, полученного на частоте 1 кГц.*
5. *Частотный диапазон между точками, в которых зафиксировано ослабление выходного сигнала на –3 дБ, представляет собой полосу пропускания усилителя на уровне –3 дБ.*

эти измерения для различных значений частот. На рис. 6.9 приведена типовая нагрузочная характеристика. Следует отметить, что при двукратном превышении сопротивлением нагрузки $R_{нагр}$ величины выходного сопротивления усилителя $R_{ус}$ (точка 2,0 по оси абсцисс на графике) выходная мощность $P_{вых}$ снижается до 50%.

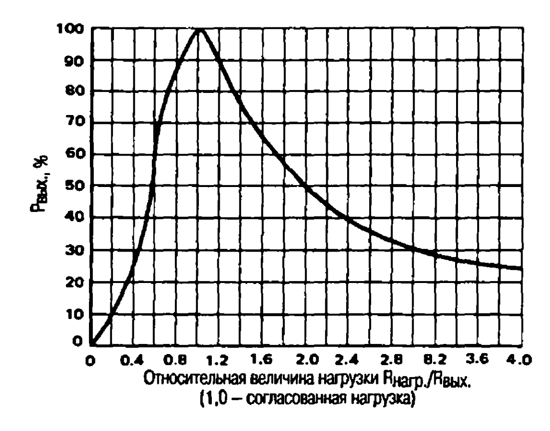


Рис. 6.9

Типовая нагрузочная характеристика усилителя

6.1.13. Выходное сопротивление

Схему измерения нагрузочной характеристики можно использовать для определения полного динамического выходного сопротивления усилителя (динамического выходного импеданса). Однако методика выполнения измерений несколько меняется. Для измерения выходного сопротивления усилителя сопротивление нагрузки изменяется до тех пор, пока не будет достигнуто максимальное значение выходной мощности. Затем, после выключения питания, нагрузку необходимо

отключить от схемы и измерить ее сопротивление омметром. Полученное значение равно полному динамическому выходному сопротивлению усилителя (это значение справедливо только для частоты, на которой проводились измерения). Если необходимо, измерения могут быть проведены для требуемых частот рабочего диапазона.

На рис. 6.10 показан график зависимости полного выходного сопротивления от частоты для типового интегрального усилителя (CA3450 фирмы Harris). Отметим, что величина выходного сопротивления составляет менее 10 Ом в частотном диапазоне до 10 МГц, а затем быстро увеличивается при возрастании частоты от 80 до 120 МГц.

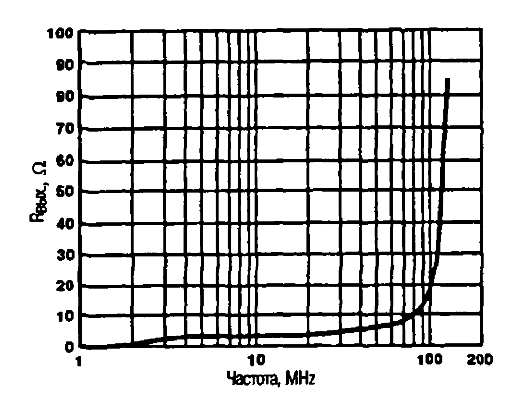


Рис. 6.10
График зависимости выходного сопротивления усилителя от частоты (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-217)

6.1.14. Входное сопротивление

Для определения полного входного динамического сопротивления усилителя используется схема, приведенная на рис. 6.11. Отметим, что исследуемая ИС имеет два входа, для которых и требуется произвести измерения. Также следует учесть, что точность определения полного входного сопротивления (как и выходного) во многом зависит от точности измерения сопротивления нагрузки R. Напомним, что в качестве нагрузки необходимо использовать непроволочные резисторы, не имеющие индуктивности. Полученные значения полного входного сопротивления действительны только для частоты, на которой производились измерения.

6.1.15. Ток потребления, выходная мощность, КПД и чувствительность

На рис. 6.12 приведена схема и методика измерений тока потребления при нулевом и максимальном уровнях входного сигнала, максимальной выходной мощности, КПД усилителя, а также чувствительности и коэффициента усиления по мощности. Представленная схема предназначена для измерения параметров конкретного типа интегрального усилителя (CA3020/3020A фирмы Harris), но может быть использована для большинства усилителей на интегральных схемах.

6.1.16. Анализ искажений с использованием синусоидального сигнала

Все усилители вносят в усиливаемый сигнал искажения, то есть форма выходного сигнала отличается от входного, хотя в идеале сигналы должны быть абсолютно идентичны, за исключением амплитуды. Для проверки усилителя можно подать

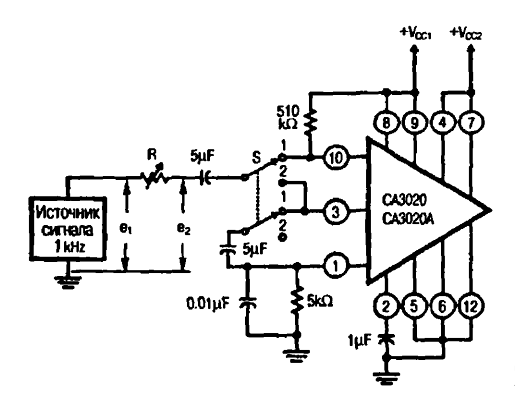


Рис. 6.11
Измерение полного входного сопротивления (Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-51)

Примечание к рис. *Методика измерений входного сопротивления усилителя.*

Вывод 10 относительно «земли» (R_{BX10}):

1. *Подать питающие напряжения V_{CC1} и V_{CC2}, а переключатель S установить в положение 1.*
2. *Установить необходимый уровень входного сигнала частотой 1 кГц.*
3. *С помощью переменного резистора R установить $e_2 = 0{,}5e_1$.*
4. *Величина R_{BX10} равна полученному значению сопротивления R.*

Вывод 3 относительно «земли» (R_{BX3}):

1. *Подать питающие напряжения V_{CC1} и V_{CC2}, а переключатель S установить в положение 2.*
2. *Установить необходимый уровень входного сигнала частотой 1 кГц.*
3. *С помощью переменного резистора R установить $e_2 = 0{,}5e_1$.*
4. *Величина R_{BX3} равна полученному значению сопротивления R.*

на его вход сигнал синусоидальной формы (схема проверки аналогична приведенной на рис. 6.1 или 6.7) и сопоставить форму входного и выходного сигналов на экране осциллографа. Отсутствие различий в форме двух сигналов (за исключением амплитуды) означает отсутствие искажений.

Проверка или поиск неисправностей, вызывающих искажения с использованием синусоидального сигнала, представляет собой трудоемкий процесс. Более того, если искажения невелики, они могут остаться незамеченными. Сигнал синусоидальной формы лучше всего использовать для анализа искажений в тех случаях, когда совместно с осциллографом применяются измерители нелинейных (гармонических) или интермодуляционных искажений. При работе только с осциллографом лучше применять сигналы прямоугольной формы (хотя при измерениях амплитудно-частотных характеристик и мощностных параметров используется синусоидальный сигнал).

6.1.17. Анализ искажений с использованием прямоугольных сигналов

Более эффективно проведение анализа искажений с использованием сигнала прямоугольной формы (меандра). Это определяется наличием большого количества высших гармоник в таком сигнале. Кроме того, увидеть на экране осциллографа искажения формы сигнала, очерченного прямыми линиями с четкими углами, гораздо легче, чем в случае плавно меняющегося сигнала. Методика проведения измерений с сигналом прямоугольной формы такая же, как и с сигналом синусоидальной формы. Прямоугольный сигнал подается на вход усилителя, а к выходу подключается осциллограф (см. рис. 6.13). Прежде всего анализируется отклонение

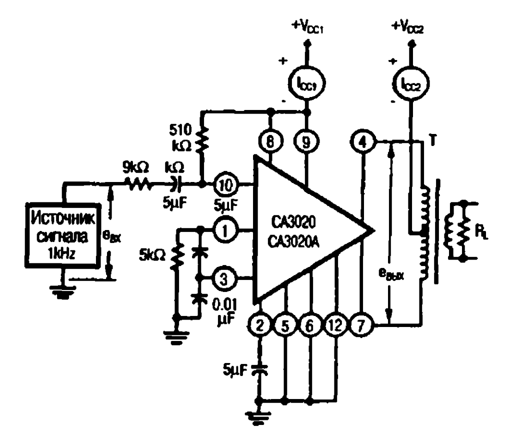


Рис. 6.12

Схема измерений тока потребления, выходной мощности, КПД и чувствительности (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-50)

Примечание к рис. T – двухтактный выходной трансформатор. Сопротивление нагрузки (R_L) должно обеспечивать необходимую величину полного (коллектор–коллектор) сопротивления нагрузки (R_{CC}). Методика измерений:

- *тока потребления при нулевом входном сигнале:*
  - *подать питающие напряжения V_{CC1} и V_{CC2}, установить значение $e_{BX} = 0$ В;*
  - *измерить токи потребления I_{CC1} и I_{CC2} (мА) при нулевом входном сигнале;*
- *тока потребления в режиме максимального сигнала, максимальной выходной мощности, КПД усилителя, чувствительности и коэффициента усиления по мощности:*
  - *подать питающие напряжения V_{CC1} и V_{CC2}, установить такое значение e_{BX}, при котором нелинейные искажения на выходе усилителя равны 10%. При этом величина e_{BX} в милливольтах (среднеквадратическое значение) определяет чувствительность усилителя;*
  - *измерить токи потребления I_{CC1} и I_{CC2} (мА) при максимальном входном сигнале;*
  - *определить результирующую выходную мощность усилителя (Вт). Это значение является максимальной выходной мощностью ($P_{ВЫХ}$);*
  - *рассчитать КПД усилителя по формуле:*

$$\eta = 100\frac{P_{ВЫХ}}{V_{CC1}I_{CC2} + V_{CC1}I_{CC2}},$$

где $P_{ВЫХ}$ выражено в ваттах, V_{CC1} и V_{CC2} – в вольтах, а I_{CC1} и I_{CC2} – в амперах;

  - *рассчитать коэффициент усиления по мощности G_p (дБ) по формуле:*

$$G_p = 10\log_{10}\frac{P_{ВЫХ}}{P_{BX}},$$

где P_{BX} (мВт) равно:

$$P_{BX} = \frac{e_{BX}^2}{3000 + R_{BX10}},$$

а значение R_{BX10} определяется по методике измерения входного сопротивления усилителя (см. рис. 6.11).

формы выходного сигнала от формы входного, который также наблюдается на экране осциллографа.

При использовании двухлучевого осциллографа входной и выходной сигналы могут наблюдаться одновременно. Если же у осциллографа имеется возможность

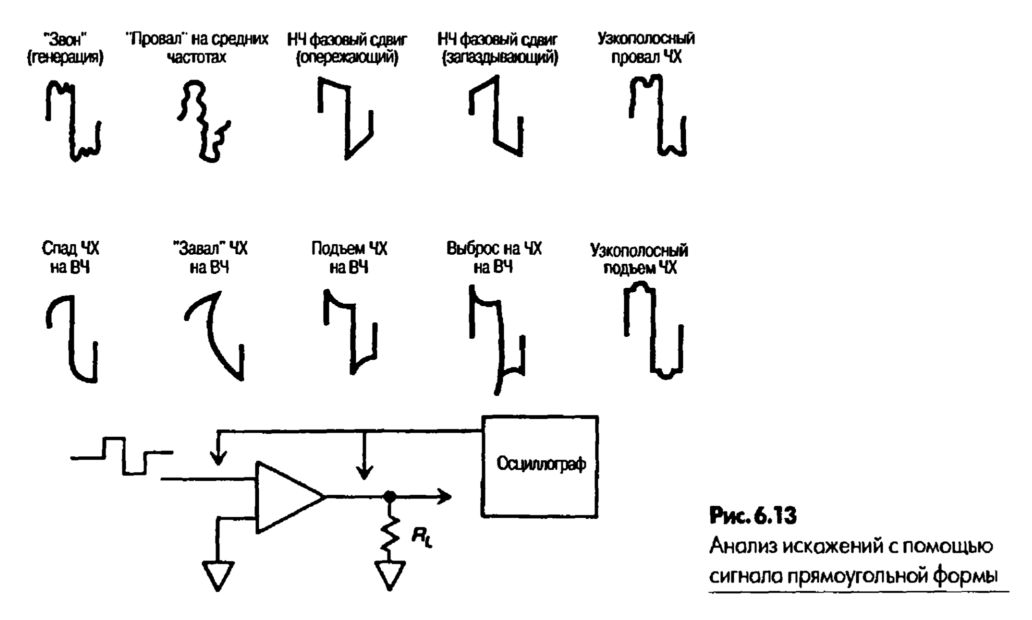


Рис. 6.13
Анализ искажений с помощью сигнала прямоугольной формы

инверсии сигналов, то выходной сигнал может быть инвертирован для лучшего сравнения форм сигналов и более рационального использования площади экрана.

При обнаружении изменения формы выходного сигнала иногда по характеру искажений можно судить о причинах их возникновения. Отметим, что примеры на рис. 6.13 носят обобщенный характер, и один и тот же вид искажений может быть вызван различными причинами. Например, искажения, возникающие из-за «завала» частотной характеристики (ЧХ) на низких частотах (НЧ), выглядят на экране точно так же, как вызванные подъемом характеристики на высоких частотах (ВЧ).

На рис. 6.14 представлена осциллограмма входных и выходных сигналов для реальной схемы. Выходной сигнал (В) очень хорошо повторяет форму входного сигнала (А) при усилении –1. Это означает, что выходной сигнал инвертирован по отношению к входному, а усиление равно единице (то есть амплитуда сигнала не изменилась). Следует отметить, что на осциллограмме выходного сигнала В наблюдается слабо выраженное искажение фронтов импульса из-за ослабления высокочастотных составляющих спектра сигнала, но оно не является таким заметным, как на рис. 6.13.

Третья, пятая, седьмая и девятая гармоники идеального прямоугольного сигнала являются особенно весомыми. Если на определенной частоте испытательного

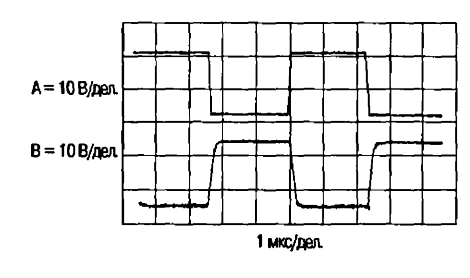


Рис. 6.14
Осциллограмма прямоугольного сигнала усилителя: А – входного; В – выходного

сигнала не наблюдается искажений формы выходного сигнала усилителя, можно считать, что частотная характеристика усилителя равномерна до частоты, по крайней мере в 9 раз большей частоты испытательного сигнала.

6.1.18. Гармонические искажения

Независимо от того, какой тип интегрального усилителя используется или насколько хорошо он разработан, возможно появление как четных, так и нечетных гармоник в дополнение к основному сигналу. Эти гармоники, взаимодействуя с основным сигналом, вызывают искажения (как и в случае взаимодействия любых двух или более сигналов). Пример искажений, возникающих из-за влияния на сигнал третьей гармоники, приведен на рис. 6.15.

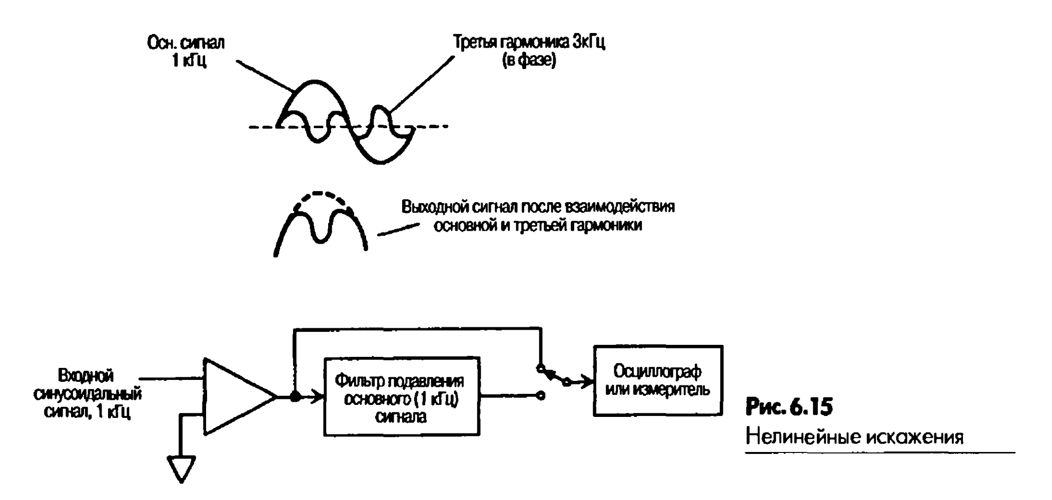


Рис. 6.15
Нелинейные искажения

Измерение нелинейных искажений основано на *принципе подавления основного сигнала* (рис. 6.15). На вход усилителя подается сигнал синусоидальной формы, а выходной сигнал измеряется с помощью измерителя уровня или осциллографа. Затем между выходом усилителя и входом измерительного прибора включается фильтр, не пропускающий сигнал основной частоты. Напряжение на выходе такого фильтра определяется наличием гармоник. На рис. 6.16 приведены схема и методика измерений нелинейных (гармонических) искажений. Здесь для измерения полных нелинейных искажений интегрального усилителя CA3020/CA3020A (фирмы Harris) используется анализатор типа 302A (фирмы Hewlett Packard) либо аналогичный прибор (для измерения среднеквадратических значений выходного напряжения – вольтметр модели 320 фирмы Ballantine или его аналог). Эта схема применяется также для измерения отношения сигнал/шум.

При проверке некоторых типов усилителей, особенно низкочастотных, осциллограф используется совместно с измерителем нелинейных искажений для определения частоты гармоник. Например, если на вход подается сигнал с частотой 1 МГц, а на выходе (после фильтрации) наблюдается сигнал с частотой 3 МГц, можно сделать заключение об искажениях из-за влияния третьей гармоники. Следует установить такой масштаб горизонтальной развертки осциллографа, чтобы на экране

укладывался один период входного сигнала. Если при том же масштабе горизонтальной развертки на экране наблюдаются три периода выходного сигнала, то это означает присутствие третьей гармоники, вносящей нелинейные искажения.

Наличие нелинейных искажений можно определить еще одним методом. Например, если без фильтра выходное напряжение составляет 100 мВ, а с фильтром – 3 мВ, это указывает на уровень нелинейных искажений 3%. Следует отметить, что величина полных нелинейных искажений зависит от уровня выходной мощности усилителя. Поэтому нужно подобрать такую амплитуду входного сигнала, которая обеспечивала бы требуемую выходную мощность (рис. 6.16). Помимо этих факторов величина полных нелинейных искажений зависит также от величины нагрузки.

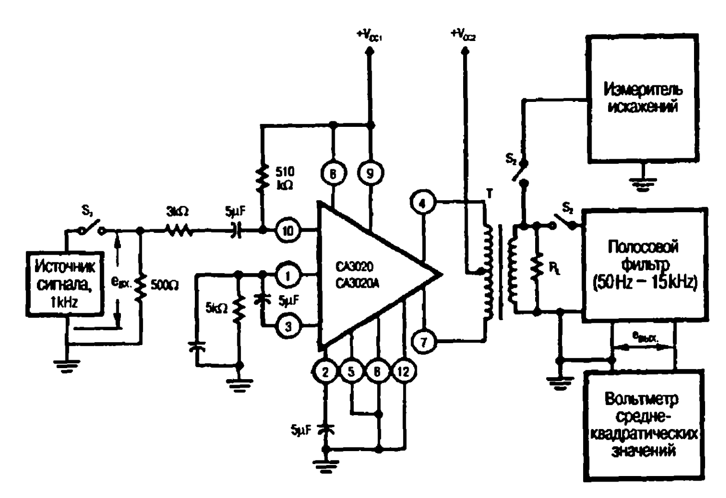


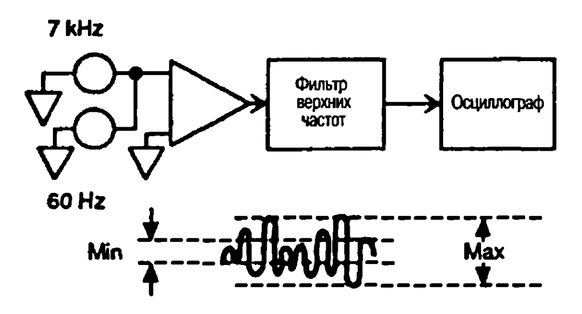
Рис. 6.16. Схема измерения нелинейных искажений и отношения сигнал/шум (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-51)

Примечание к рис. *T – выходной двухтактный трансформатор. Сопротивление нагрузки (R_L) должно обеспечивать необходимую величину полного (коллектор–коллектор) сопротивления нагрузки R_{CC}. Методика измерений:*

- *отношения сигнал/шум:*
  - *замкнуть S_1 и S_3, разомкнуть S_2;*
  - *подать питающие напряжения V_{CC1} и V_{CC2};*
  - *установить такое значение $e_{ВХ}$, при котором выходная мощность усилителя составит 150 мВт; это значение $e_{ВЫХ}$ (в дБ) считать величиной $e_{ВЫХ1}$;*
  - *разомкнуть S_1 и измерить полученное значение $e_{ВЫХ}$ (в дБ); это значение считать величиной $e_{ВЫХ2}$;*
  - *отношение сигнал/шум рассчитать по формуле: с/ш (дБ) = $e_{ВЫХ1} - e_{ВЫХ2}$;*
- *полных нелинейных искажений:*
  - *замкнуть S_1 и S_2, разомкнуть S_3;*
  - *подать питающие напряжения V_{CC1} и V_{CC2};*
  - *регулируя значение $e_{ВХ}$, установить требуемый уровень выходной мощности усилителя;*
  - *измерить с помощью анализатора значение коэффициента нелинейных искажений (в процентах).*

: 1.19. Интермодуляционные искажения

·гда в усилителе смешиваются два сигнала разных частот, возможна модуляция по итуде высокочастотного сигнала низкочастотным. Такая модуляция приводит искажениям, которые получили название интермодуляционных (ИМИ). На ·с. 6.17 показаны основные элементы схемы измерения интермодуляционных ис-..жений (генератор сигналов и фильтр верхних частот). Генератор выдает высокоча-тотный сигнал (как правило, 7 кГц, используемый для стандартных проверок в тех-ıке звукозаписи), модулируемый низкочастотным сигналом (как правило, 60 Гц).



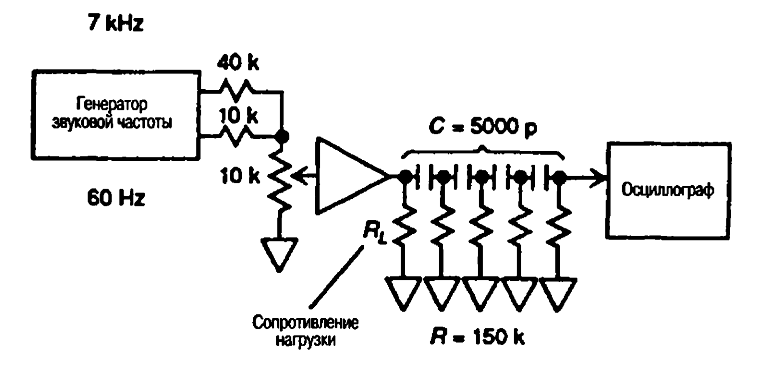


Рис. 6.17
Схема измерений интермодуляционных искажений (ИМИ)

Примечание к рис. *Коэффициент интермодуляционных искажений (ИМИ) определяется по формуле:*

$$ИМИ(\%) = 100\frac{max - min}{max + min}.$$

Этот модулированный сигнал подается на вход усилителя, выход которого через фильтр верхних частот подключен к осциллографу. Фильтр верхних частот удаляет низкочастотный (60 Гц) сигнал. Поэтому единственным сигналом, который должен наблюдаться на экране осциллографа, является сигнал с частотой 7 кГц. Если же на экране наблюдаются какие-либо сигналы с частотой 60 Гц, то их присутствие объясняется результатом низкочастотной модуляции ВЧ сигнала.

На рис. 6.17 приведена также упрощенная схема для измерения интермодуляционных искажений. Фильтр верхних частот пропускает сигналы частотой 200 Гц и выше. Постоянные резисторы 40 и 10 кОм используются для того, чтобы амплитуда сигнала частотой 60 Гц в четыре раза превышала амплитуду сигнала частотой 7 кГц (при условии, что амплитуды обоих выходных сигналов генератора равны). С помощью потенциометра сопротивлением 10 кОм устанавливается необходимый уровень смешанного 60 Гц/7 кГц сигнала, который не вызовет насыщения усилителя при измерениях.

Для расчета коэффициента интермодуляционных искажений можно воспользоваться формулой, приведенной в примечании к рис. 6.17.

6.1.20. Фоновый шум

Если осциллограф обладает достаточной чувствительностью, то его можно использовать для измерения уровня внутреннего шума усилителя, а также для обнаружения фона переменного тока, генерации и т.п. Осциллограф должен позволять измерять напряжения на входе величиной менее 1 мВ (и даже значительно ниже для усилителей на ИС).

Принцип измерений заключается в определении величины выходного напряжения усилителя с максимальным значением усиления или громкостью, но без подачи входного сигнала. Можно использовать и измеритель уровня сигнала, но осциллограф позволяет наблюдать визуально частоту и характерные свойства шумового сигнала. Усиление осциллографа необходимо увеличивать до тех пор, пока на экране не будут наблюдаться шумы, фон или другие помехи.

Появление напряжения шума может быть вызвано наведенными помехами в проводах, соединяющих усилитель и осциллограф. При сомнениях такого рода отсоедините провода от усилителя (но не от осциллографа). Если вы предполагаете, что имеется фон сетевого питающего напряжения с частотой 60/50 Гц (наводки от источника питания либо другого источника), установите переключатель синхронизации осциллографа в положение «от сети». Появление стационарного изображения сигнала означает, что его происхождение связано с фоновым сигналом сети переменного тока, воздействующим на схему. Если изображение сигнала нестабильно при синхронизации «от сети», то его природа, скорее всего, связана с генерацией в усилителе либо наводками через паразитные емкости. В этом случае закоротите входные клеммы усилителя. Если этот сигнал сохранился, можно предположить наличие генерации в схеме усилителя.

В современных усилителях на интегральных микросхемах внутренние или фоновые шумы гораздо ниже уровня 1 мВ, и их практически невозможно измерить даже очень чувствительным осциллографом. В таких ситуациях необходимо использовать промежуточный усилитель для усиления сигнала, подаваемого на осциллограф (см. рис. 6.18). Проверяемая интегральная микросхема включена для получения высокого значения усиления по напряжению в качестве первого каскада усиления. Суммарное усиление по напряжению достигает 50 000. Такое усиление позволяет обнаружить и записать на диаграммном самописце напряжение шума (см. рис. 6.19). Уровень шумов измеряется в десятисекундном интервале, значение полного размаха амплитуды напряжения (от пика до пика) составляет 25 нВ.

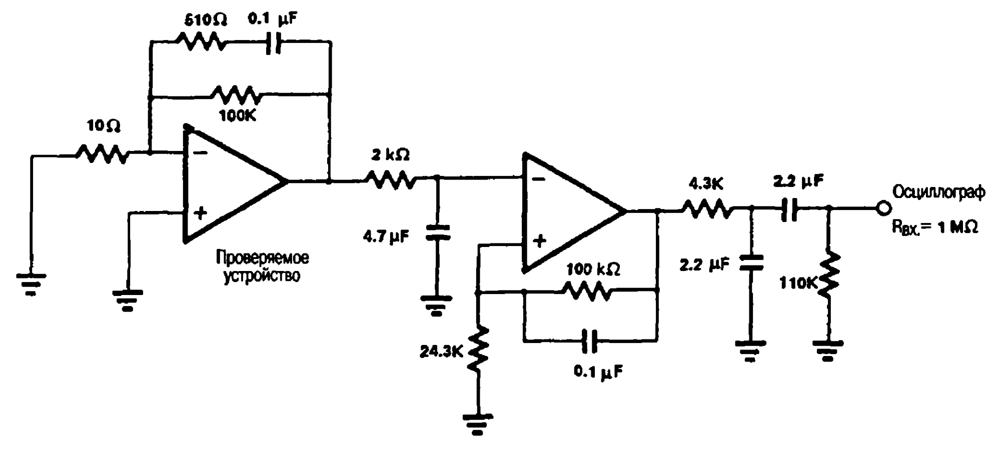


Рис. 6.18. Схема измерения уровня шумов в диапазоне частот 0,1–10 Гц

Примечание к рис. *Проверяемый прибор должен предварительно прогреваться не менее 3 мин и быть защищен от потоков воздуха.*

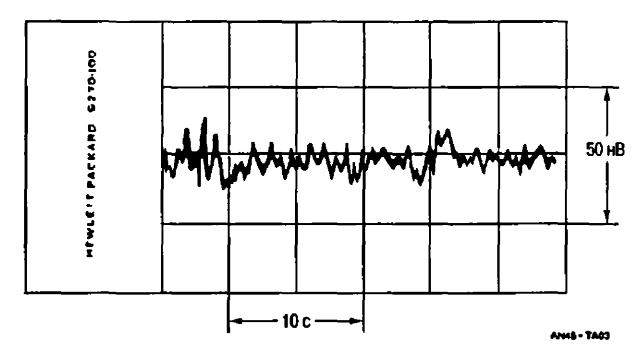


Рис. 6.19
Типичная диаграмма шума усилителя (запись на диаграммном самописце в десятисекундном интервале)

6.1.21. Отношение сигнал/шум

Для ряда усилителей на ИС отношение сигнал/шум проверяется вместо измерений фонового шума (а иногда и дополнительно). Схема измерений такая же, как и для измерения уровня нелинейных искажений, за исключением того, что анализатор нелинейных искажений не используется.

Измерение отношения сигнал/шум характеризует отношение фонового шума к амплитуде сигнала при работе усилителя в определенных условиях. Например, для схемы, приведенной на рис. 6.16, амплитуда входного сигнала увеличивается до тех пор, пока выходной сигнал не достигнет уровня 150 мВт, после чего определяется значение выходного напряжения в децибелах. Затем входной сигнал отключается, но входные выводы остаются соединенными через имеющиеся резисторы и емкости, вот почему выходной сигнал определяется только напряжением шумов самой ИС. Уровень напряжения шума также измеряется в децибелах, после чего рассчитывается отношение сигнал/шум.

6.1.22. Скорость нарастания и переходные характеристики

Скорость нарастания представляет собой максимальную скорость изменения выходного напряжения усилителя при условии сохранения линейности характеристик (симметричный выход без нелинейных искажений). Этот параметр обычно приводится в разделе «Переходные характеристики» технических условий. К переходным характеристикам также относятся время нарастания, время установления выходного напряжения ОУ, выброс на фронтах импульса и иногда размах колебаний на вершине.

Скорость нарастания выходного напряжения определяется делением приращения выходного напряжения на время, соответствующее этому приращению, – $dV_{ВЫХ} / dt$. Обычно размерность этой величины – В/мкс. Например, если нарастание величины выходного напряжения усилителя составило 7 В за 1 мкс, то скорость нарастания напряжения будет равна 7 В/мкс. Основное влияние этого фактора на работу схем заключается в том, что большая скорость нарастания выходного напряжения позволяет получить большую выходную мощность.

Если известна скорость нарастания выходного напряжения, то можно приблизительно оценить ширину полосы пропускания по мощности усилителя, используя следующее соотношение:

$$\text{Полная ширина полосы пропускания по мощности (в мегагерцах)} = \frac{\text{скорость нарастания выходного напряжения}}{6{,}28 \times \text{пиковое значение выходного напряжения}}.$$

Например, в технических условиях для интегральной микросхемы HA-2529 фирмы Harris типовое значение скорости нарастания выходного напряжения равно 150 В/мкс, а двойное амплитудное значение выходного напряжения (от пика до пика) составляет ±10 В (пиковое значение выходного напряжения – 10 В). Тогда, пользуясь приведенным выше соотношением, получим:

$$\frac{150}{6{,}28 \times 10} = 2{,}39 \text{ МГц}.$$

Отметим, что указанное в паспортных данных для ИС HA-2529 значение полной ширины полосы пропускания по мощности составляет 2,1 МГц (минимальное значение) и 2,6 МГц (типовое значение).

Наиболее простой способ определения скорости нарастания выходного напряжения усилителя заключается в измерении крутизны переднего фронта импульса выходного напряжения при подаче на вход сигнала прямоугольной формы (см. рис. 6.20). При этом время нарастания входного прямоугольного сигнала должно быть очень малым, чтобы не вносить дополнительные погрешности в измерения. В итоге форма импульса выходного напряжения будет отличаться от прямоугольной и иметь сглаженную форму. В приведенном примере скорость нарастания (и спада) выходного напряжения составляет примерно 40 В/мкс (40 В за 1 мкс). Следует отметить, что скорость нарастания выходного напряжения обычно определяют в режиме с замкнутой обратной связью. Как правило, скорость возрастает с увеличением усиления.

На рис. 6.21а,б приведены примеры измерения скорости нарастания выходного напряжения, времени нарастания, времени установления выходного напряжения, выбросов на фронтах импульсов и размаха колебаний на вершине. На рис. 6.21в,г

Рис. 6.20
Измерение скорости нарастания выходного напряжения

Примечание к рис. *В приведенном примере скорость нарастания выходного напряжения составляет около 40 В/мкс при единичном коэффициенте усиления. Входной сигнал прямоугольной формы должен обладать минимальным временем нарастания. Размах выходного напряжения (двойное амплитудное значение) равен 40 В.*

представлены схемы измерения скорости нарастания выходного напряжения, переходных характеристик и диапазона регулировки напряжения смещения для типового ОУ на ИС (НА-2529 фирмы Harris), а на рис. 6.21д – осциллограммы сигналов.

6.1.23. Измерение переходных характеристик

Существует несколько способов измерения переходных характеристик. На рис. 6.22 приведена схема измерения времени установления выходного напряжения.

Для данного типа ИС усилителя (НА-2529) время нарастания сигнала определяется при выходном напряжении 200 мВ и коэффициенте усиления, равного 3. Поэтому необходимо использовать осциллограф, имеющий достаточно высокую чувствительность. Как показано на рис. 6.21б,д, время нарастания выходного напряжения измеряется в диапазоне от 10 до 90% установившегося значения напряжения и составляет примерно 40 нс. По техническим условиям типовое время нарастания выходного напряжения равно 20 нс, а максимальное – 50 нс.

Время установления выходного напряжения определяется как интервал с момента начала импульса входного напряжения до момента установления выходного напряжения в пределах зоны, определяемой размахом колебаний на вершине, или достижения выходным напряжением определенной величины вблизи установившегося значения. Для усилителя НА-2529 время установления выходного напряжения отсчитывается до момента, пока величина отклонения от установившегося значения (10 В) при коэффициенте усиления –3 не уменьшится до 0,1%. Таким образом, эти измерения производятся в режиме больших сигналов. Время установления для данного усилителя чуть меньше 150 нс (от начала импульса входного сигнала, включая время выброса и возвращения выходного напряжения к уровню 10 В). По техническим условиям типовое время установления равно 200 нс. С точки зрения работы схемы увеличение времени нарастания, времени установления и выброса на фронте уменьшает ширину полосы пропускания усилителя. При использовании усилителя на ИС в импульсных схемах большое время

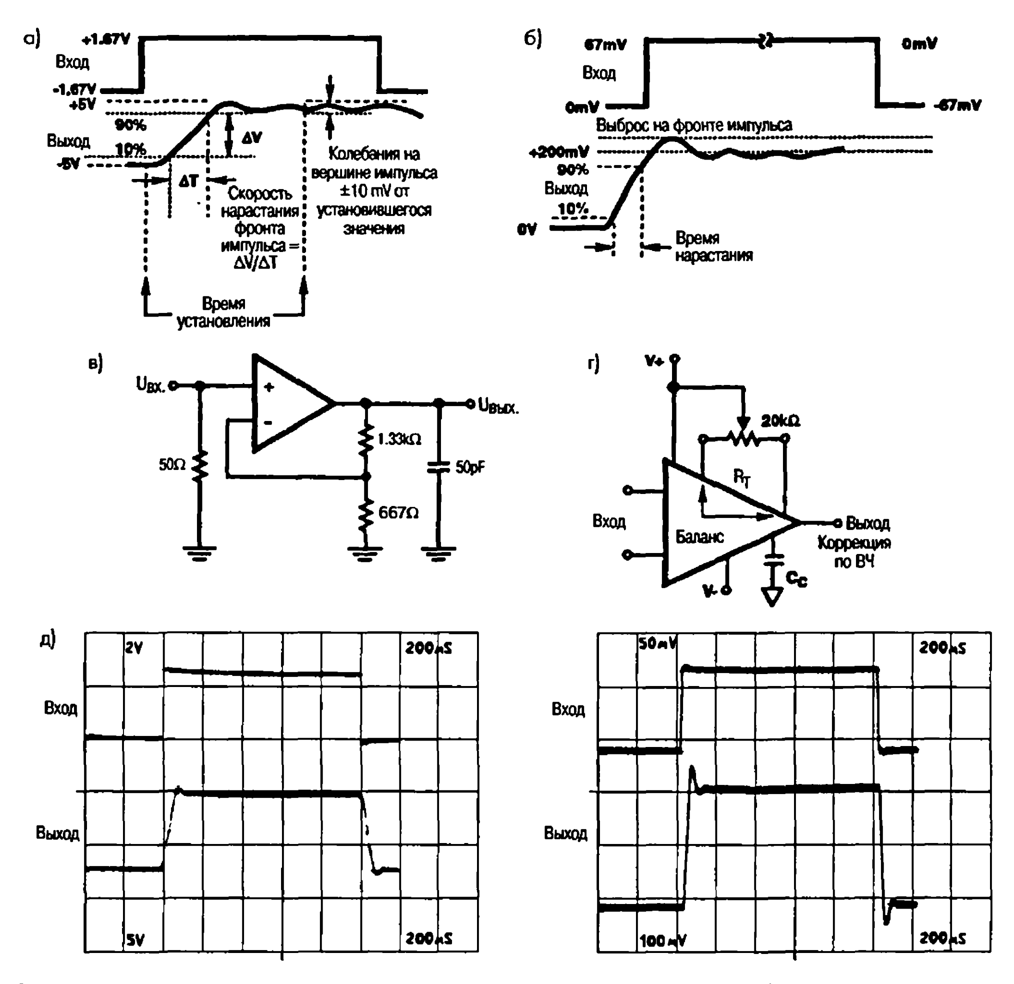


Рис. 6.21. Скорость нарастания и время установления выходного напряжения (а); переходные характеристики (б); схема измерения скорости нарастания выходного напряжения и переходной характеристики (в); схема измерения диапазона регулировки напряжения смещения на выходе – V_{os} (г); осциллограммы сигналов при измерении скорости нарастания выходного напряжения и переходной характеристики (д).

Примечания к рис.:

1. *Скорость нарастания выходного напряжения определяется как $\Delta V / \Delta T$. Колебания на вершине составляют ±10 мВ от установившегося значения выходного напряжения (рис. 6.21а).*
2. *Измерения проводятся как при положительном нарастании выходного напряжения (от 0 до +200 мВ), так и при отрицательном (от 0 до –200 мВ) – рис. 6.21б.*
3. *Диапазон регулировки напряжения смещения на выходе определяется выражением $|V_{os} + 1\ мВ|$. Типовое значение диапазона регулировки от +28 до –18 мВ при сопротивлении резистора R_T = 20 кОм (рис. 6.21г).*

нарастания и время установления выходного напряжения могут привести к значительным искажениям формы импульса.

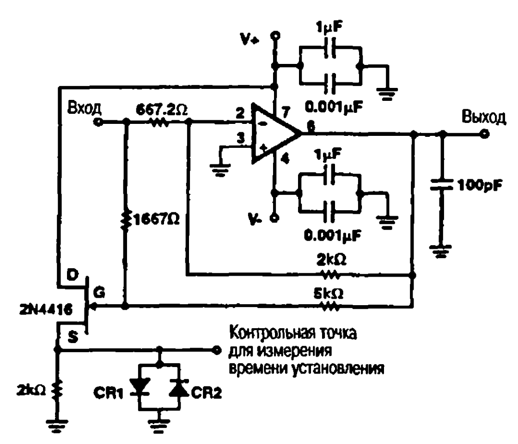


Рис. 6.22

Схема измерения времени установления выходного напряжения (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-310)

Примечание к рис. *Коэффициент усиления A_v равен –3. Отношение сопротивлений обратной связи и суммирующего резистора должно подбираться с точностью не менее 0,1%. Могут применяться ограничительные диоды CR1 и CR2, рекомендуемый тип – HP5082-2810.*

6.1.24. Фазовый сдвиг

Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями для многих усилителей на ИС не является определяющим фактором при их разработке, но для некоторых усилителей, особенно операционных или используемых в качестве операционных, он критичен. Как правило, в ОУ используется принцип обратной связи, зависящий от передачи выходного сигнала обратно на вход ОУ. В идеальных условиях при разомкнутой обратной связи выходной сигнал должен быть сдвинут по фазе строго на 180° по отношению к сигналу на инвертирующем входе и находиться в фазе с сигналом на неинвертирующем входе. Любые значительные отклонения от этого условия могут вызвать серьезные проблемы в работе схем с ОУ.

Допустим, что в схеме с ОУ используется инвертирующий вход (неинвертирующий вход заземлен) и выходное напряжение схемы подается обратно на него. Если выходной сигнал не смещен полностью на 180° (а только на несколько градусов), в схеме может начаться генерация, так как выходной сигнал находится почти в фазе с входным. Даже если не возникнет генерация, коэффициент усиления будет нестабильным и схема не будет надежно работать.

Двухлучевой осциллограф (см. рис. 6.23а) – идеальный инструмент исследования фазового сдвига. Для более точных измерений кабели, подключенные к входу и выходу схемы, должны иметь одинаковые характеристики и длину. На повышенных частотах разница в длине кабелей или их характеристик может привести к дополнительному фазовому сдвигу. Для упрощения измерений следует установить масштаб горизонтальной развертки осциллографа так, чтобы один период входного сигнала точно укладывался на девяти делениях (как правило, это соответствует 9 см). Затем можно определить масштаб по горизонтали (цену деления в градусах фазового угла) для входного сигнала. Например, если на 9 см экрана осциллографа укладывается один период сигнала (360°), то 1 см соответствует 40° (360 / 9 = 40).

Для определения величины фазового сдвига необходимо измерить расстояние по горизонтали между соответствующими точками входного и выходного сигналов, а затем умножить полученное значение на цену деления (40°/см в приведенном

примере). Если расстояние между соответствующими точками входного и выходного сигналов равно 0,6 см, то сдвиг фазы составит: 0,6 × 40° = 24°.

Если в осциллографе имеется множитель скорости развертки, то можно получить более точные результаты. Так, при увеличении скорости развертки в 10 раз, цена деления составит 4°/см (40°/см × 0,1 = 4°/см).

На рис. 6.23б,в приведены осциллограммы одного и того же сигнала (с увеличением и без увеличения скорости развертки). При десятикратном увеличении скорости развертки расстояние по горизонтали равно 6 см и фазовый сдвиг составит 24° (6 см × 4°/см = 24°).

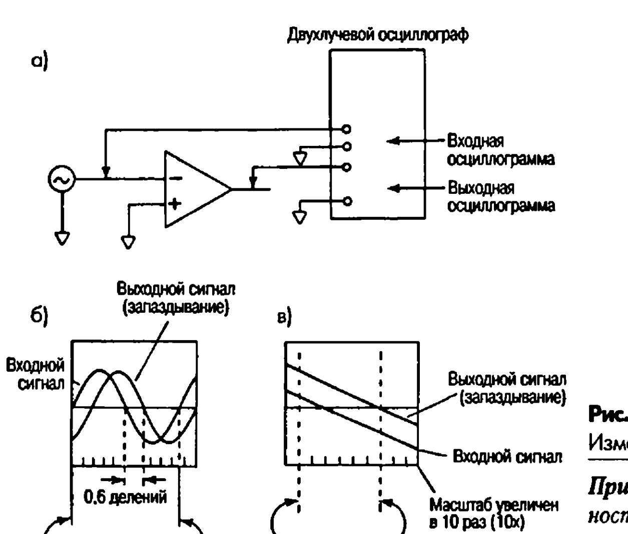


Рис. 6.23
Измерение фазового сдвига

Примечание к рис. *Для повышения точности измерений скорость горизонтальной развертки осциллографа увеличена в 10 раз.*

6.1.25. Измерения в цепях обратной связи

Поскольку усилители на ИС содержат цепи обратной связи (особенно схемы ОУ), иногда необходимо проверить величину напряжения обратной связи на данной частоте при определенных условиях работы схемы. Принципиальная схема для проведения таких измерений приведена на рис. 6.24.

Хотя измерение напряжения обратной связи можно производить по схеме, изображенной на рис. 6.24а, более точные результаты будут получены в том случае, когда вывод обратной связи нагружен на сопротивление, соответствующее рабочему режиму (как показано на рис. 6.24б).

Если величина входного резистора схемы R1 значительно меньше входного сопротивления ИС, можно использовать нагрузку, равную сопротивлению входного резистора. Если же возникают сомнения, следует измерить входное сопротивление ИС и подключить к выводу обратной связи резистор такой же величины (для измерения напряжения в режиме разомкнутой обратной связью). Напомним, что при нормальной работе большинства схем с ОУ коэффициент усиления по напряжению в режиме с разомкнутой обратной связью значительно больше коэффициента усиления в режиме с замкнутой обратной связью.

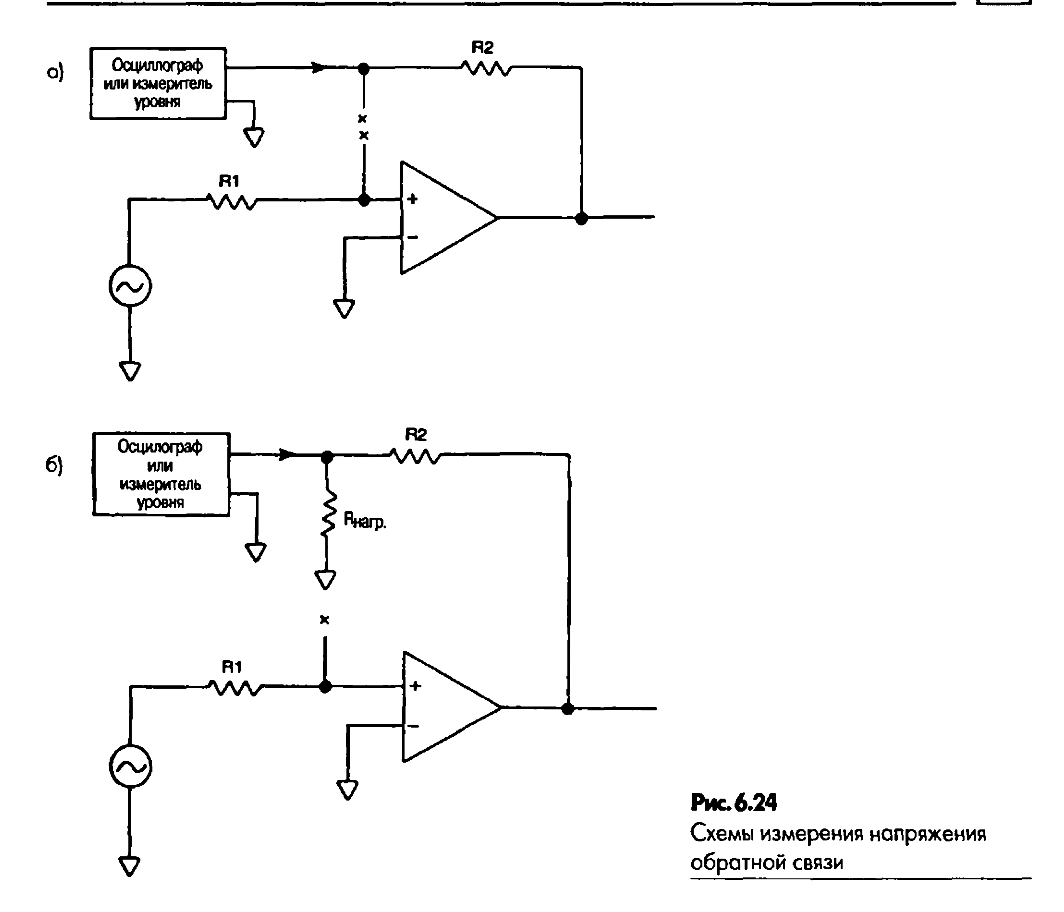


Рис. 6.24
Схемы измерения напряжения обратной связи

6.1.26. Входной ток

Входной ток (входной ток смещения) усилителя на ИС – это среднее значение двух входных токов входного дифференциального каскада усилителя. Практическая значимость этого параметра заключается в том, что падение напряжения на входных резисторах (например, подключенных к выводу 3 ИС на рис. 6.7), зависящее от входного тока, ограничивает уровень входного синфазного напряжения при повышенных значениях входных сопротивлений. Входной сигнал должен быть больше падения напряжения (что может оказаться проблематичным в случае малого входного сигнала и большой величины сопротивления входных резисторов).

Для измерения входного тока можно использовать схему, приведенную на рис. 6.25. Резисторы R1 и R2 могут иметь любую разумную величину сопротивления (при условии, что они одинаковы и падение напряжения на них может быть удобно измерено). Для типовых ОУ рекомендуется применять резисторы сопротивлением 1 кОм (с точностью не ниже 1%).

На практике обычно не применяется последовательное подключение измерительных приборов к входам ОУ, как показано на схеме, а измеряются падения напряжения на резисторах R1 и R2, а затем рассчитывается входной ток. Например, если падение напряжения на резисторе сопротивлением 1 кОм составило 3 мВ, то

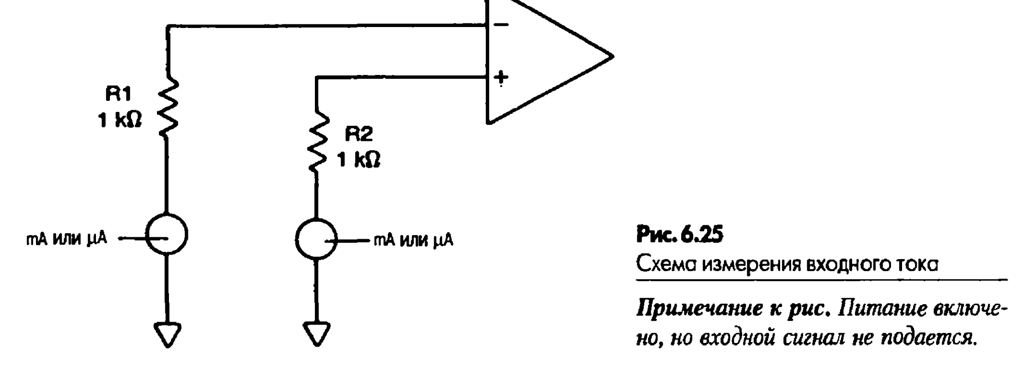


Рис. 6.25
Схема измерения входного тока

Примечание к рис. *Питание включено, но входной сигнал не подается.*

входной ток будет равен 3 мкА. Для проверки результатов измерений в случае различных значений токов следует поменять резисторы R1 и R2 местами, чтобы убедиться, что причина этих различий не вызвана разбросом в величине сопротивлений. В идеальном случае величины входных токов должны быть равными для обоих входов; на практике они могут чуть-чуть различаться. Любые серьезные различия входных токов являются результатом разбаланса дифференциального каскада усилителя и могут повлиять на работу схемы в целом (такой разбаланс – признак неработоспособности ИС).

6.1.27. Входной ток сдвига и напряжение смещения нуля

Напряжением смещения нуля (входным напряжением смещения) ОУ называется такое напряжение, при подаче которого на вход выходное напряжение будет равно нулю. Входным током сдвига ОУ называется разность входных токов усилителя. Обычно используется приведенное к входу значение напряжения смещения нуля, так как выходные параметры ОУ зависят от обратной связи.

Влияние напряжения смещения нуля и входного тока сдвига заключается в том, что входной сигнал должен компенсировать некоторое начальное смещение на входе, прежде чем появится выходной сигнал. Кроме того, при отсутствии входного сигнала существует некоторое постоянное смещение начального уровня на выходе. Например, если у ИС усилителя напряжение смещения нуля составляет 1 мВ и на его вход подан сигнал такой же величины, то на выходе усилителя никакого сигнала не будет. Если же увеличить входной сигнал до 2 мВ, усиливаться будет только часть сигнала, превышающая уровень 1 мВ.

Схема для измерения напряжения смещения нуля и входного тока сдвига ОУ приведена на рис. 6.26. Выходное напряжение измеряется в двух режимах: E_1 (S1 замкнут – R3 закорочены) и E_2 (S1 разомкнут – R3 включены в цепь).

При равенстве сопротивлений R1, R2 и R3 значениям, показанным на схеме (рис. 6.26), допустим, что величины напряжений равны: E1 = 83 мВ, E2 = 363 мВ. Тогда

$$\text{Напряжение смещения} = \frac{E_1}{R_2/R_1} = 83\ \text{мВ} / 100 = 0{,}83\ \text{мВ},$$

$$\text{Входной ток сдвига} = \frac{E_2 - E_1}{R_3(1 + R_2/R_1)} = 280\ \text{мВ} / [100\ \text{кОм} \times (1 + 100)] = 27{,}7\ \text{нА}.$$

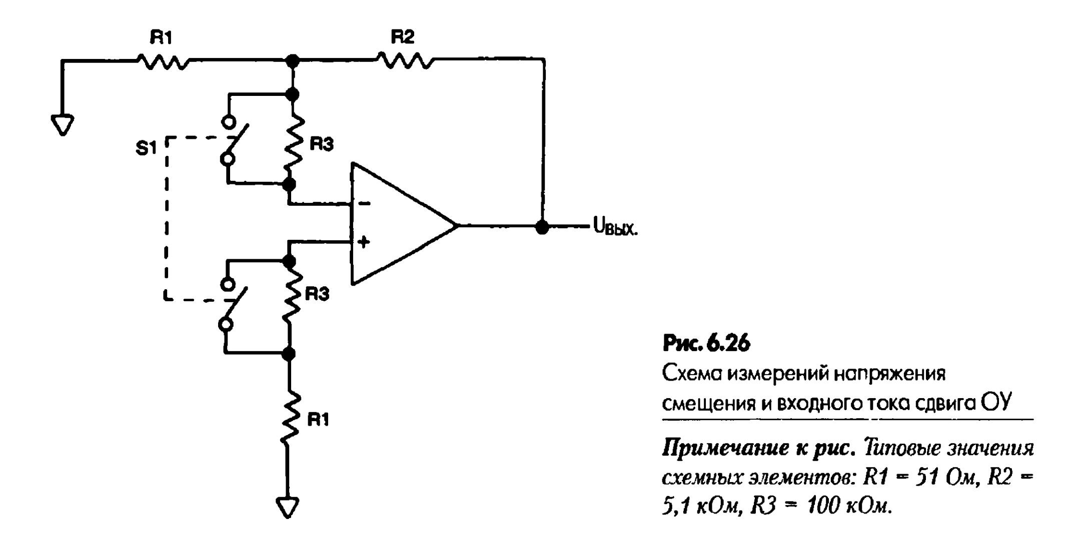


Рис. 6.26
Схема измерений напряжения смещения и входного тока сдвига ОУ

Примечание к рис. *Типовые значения схемных элементов: R1 = 51 Ом, R2 = 5,1 кОм, R3 = 100 кОм.*

6.1.28. Ослабление синфазного сигнала

Для этого параметра существует несколько определений, принятых в литературе (например, коэффициент ослабления синфазного сигнала, КОСС). Однако для измерения ослабления синфазного сигнала, независимо от используемого определения, необходимо в первую очередь определить усиление ОУ в режиме с разомкнутой обратной связью на требуемой рабочей частоте. Затем для измерения ослабления синфазных сигналов надо собрать схему, приведенную на рис. 6.27. Далее нужно увеличивать синфазное напряжение (той же частоты, на которой измерялось усиление в режиме с разомкнутой обратной связью) до тех пор, пока на выходе не появится сигнал, уровень которого можно надежно измерить. При этом нельзя превышать значения максимально допустимого входного синфазного напряжения, приведенного в технических условиях. При отсутствии информации о его величине следует ограничиться максимально допустимым значением входного напряжения для данной ИС.

Для упрощения расчетов следует увеличивать входное напряжение до тех пор, пока значение выходного напряжения не достигнет целой величины (например, 1 мВ, как показано на рис. 6.27). Далее необходимо вычислить значение эквивалентного

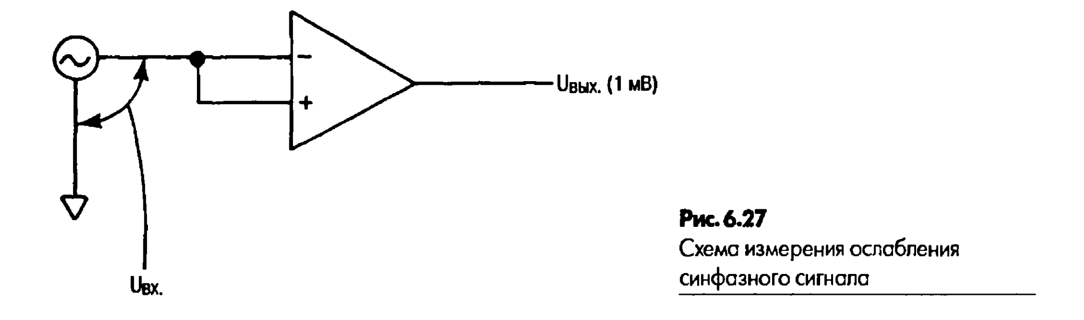


Рис. 6.27
Схема измерения ослабления синфазного сигнала

входного дифференциального сигнала. Для этого требуется разделить полученную величину выходного напряжения на значение усиления в режиме с разомкнутой обратной связью. Например, для значения коэффициента усиления в режиме с разомкнутой обратной связью, равного 100, и выходного напряжения, равного 1 мВ, величина эквивалентного дифференциального входного сигнала составит: 0,001 / 100 = 0,00001.

После этого измерьте входное напряжение, при котором выходное напряжение равнялось 1 мВ, и для определения ослабления синфазного сигнала разделите полученное значение на величину эквивалентного дифференциального сигнала. В рассматриваемом примере можно вычислить входное напряжение (при котором выходное напряжение равно 1 мВ), а затем сместить десятичную запятую на пять разрядов. Например, если выходной сигнал равен 1 мВ при напряжении входного синфазного сигнала 10 В, а коэффициент усиления – 100, то коэффициент ослабления синфазного сигнала составит 1 000 000. Полученный результат можно выразить в децибелах (120 дБ по напряжению).

6.1.29. Влияние нестабильности напряжения питания

Влияние нестабильности напряжения питания выражается отношением изменения напряжения смещения нуля ОУ к вызвавшему его изменению напряжения питания. В ряде технических условий размерность этого коэффициента указывается в милливольтах или микровольтах на вольт (мВ/В или мкВ/В), что указывает на изменение напряжения смещения нуля ОУ (измеряется в милливольтах или микровольтах) относительно изменения напряжения питания (в вольтах). В некоторых случаях используется величина, определяющая ослабление влияния напряжения питания, которая измеряется в децибелах.

Независимо от принятого определения для измерения этого параметра используется схема, представленная на рис. 6.26. Методика измерений аналогична приведенной выше, за исключением того, что изменяется напряжение питания (с шагом 1 В). Изменение напряжения смещения нуля ОУ при изменении напряжения питания на 1 В и является величиной ослабления влияния напряжения питания (если необходимо, она может выражаться в децибелах). Схема, изображенная на рис. 6.26, может быть использована и при питании усилителя от двух источников. В этом случае напряжение одного источника питания меняется (с шагом 1 В), тогда как напряжение второго источника остается без изменений.

6.2. Типы усилителей на ИС

В этом разделе рассматриваются основные технические характеристики и параметры схем с различными типами усилителей на ИС.

6.2.1. Операционные усилители

Термин *операционный усилитель (ОУ)* первоначально использовался для высококачественных многокаскадных усилителей постоянного тока, применяемых в аналоговых вычислительных машинах. Эти усилители выполняли математические операции (суммирование, масштабирование, вычитание, интегрирование

и т.п.). В настоящее время недорогие интегральные ОУ используются во многих типах усилителей.

На рис. 6.28 приведены примеры классического использования ОУ. Для *инвертирующего усилителя* выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ равно входному напряжению $U_{ВХ}$, умноженному на отношение R2 / R1. Если значения сопротивлений R1 и R2 одинаковы, то усиления нет (единичное усиление, или коэффициент усиления, равно 1). Если R2 (сопротивление обратной связи) равно 100 кОм, а R1 (входной резистор) – 10 кОм, то усиление по напряжению – 10. В большинстве случаев ОУ работают в режиме с замкнутой обратной связью. Главной целью применения обратной связи является стабилизация необходимого значения коэффициента усиления. В инвертирующих усилителях выходное напряжение инвертировано по отношению к входному. Эта инверсия происходит при подаче входного сигнала на инвертирующий (–) вход усилителя (вывод 2).

Неинвертирующий усилитель используется в тех случаях, когда входное и выходное напряжения должны быть в фазе. При этом входное напряжение подается на неинвертирующий (+) вход (вывод 3), а выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ будет равно входному напряжению $U_{ВХ}$, умноженному на отношение (R1 + R2) / R1.

В *дифференциальном усилителе* выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ зависит от разности двух входных напряжений (U2 – U1), умноженной на отношение сопротивлений. Для *суммирующего инвертирующего усилителя* выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ является суммой входных напряжений U1, U2 и U3. Например, если каждое из трех входных напряжений равно 5 В, выходное напряжение – 15 В (при условии, что значения всех сопротивлений R1 – R4 одинаковы).

Для схем, приведенных на рис. 6.28, нужен источник питания с несколькими выходными напряжениями (обычно ±5, ±10 и ±15 В). Это требование относится к большинству ОУ, несмотря на то что некоторые типы ОУ работают только с одним напряжением источника питания.

Необходимо отметить, что в схемах с инвертированием сигнала неинвертирующий вход ОУ заземлен (иногда через резистор). Обычно такое заземление применяется в ОУ, используемых в схемах с одним входом (хотя ОУ имеют дифференциальный вход). Общим правилом является выбор сопротивления заземляющего резистора равным сопротивлению параллельно включенных резисторов входной цепи и обратной связи (см. примечание к рис. 6.28г).

Отметим также, что для большинства ОУ, описанных в этой главе, внешние элементы коррекции не используются. Раньше ОУ зачастую требовали применения внешних корректирующих цепей (обычно состоящих из конденсаторов и/или резисторов) для обеспечения необходимых частотных характеристик. В настоящее время многие ОУ имеют встроенные элементы коррекции и не нуждаются в дополнительных элементах. Хотя существуют и исключения. Например, инвертирующий усилитель с высоким входным импедансом, изображенный на рис. 6.28е, требует применения внешнего корректирующего конденсатора (между выводом 8 и «землей»). При определении неисправностей общим является следующее правило: если усилитель работает, но его частотные характеристики не соответствуют требованиям, то проблемы связаны с элементами коррекции.

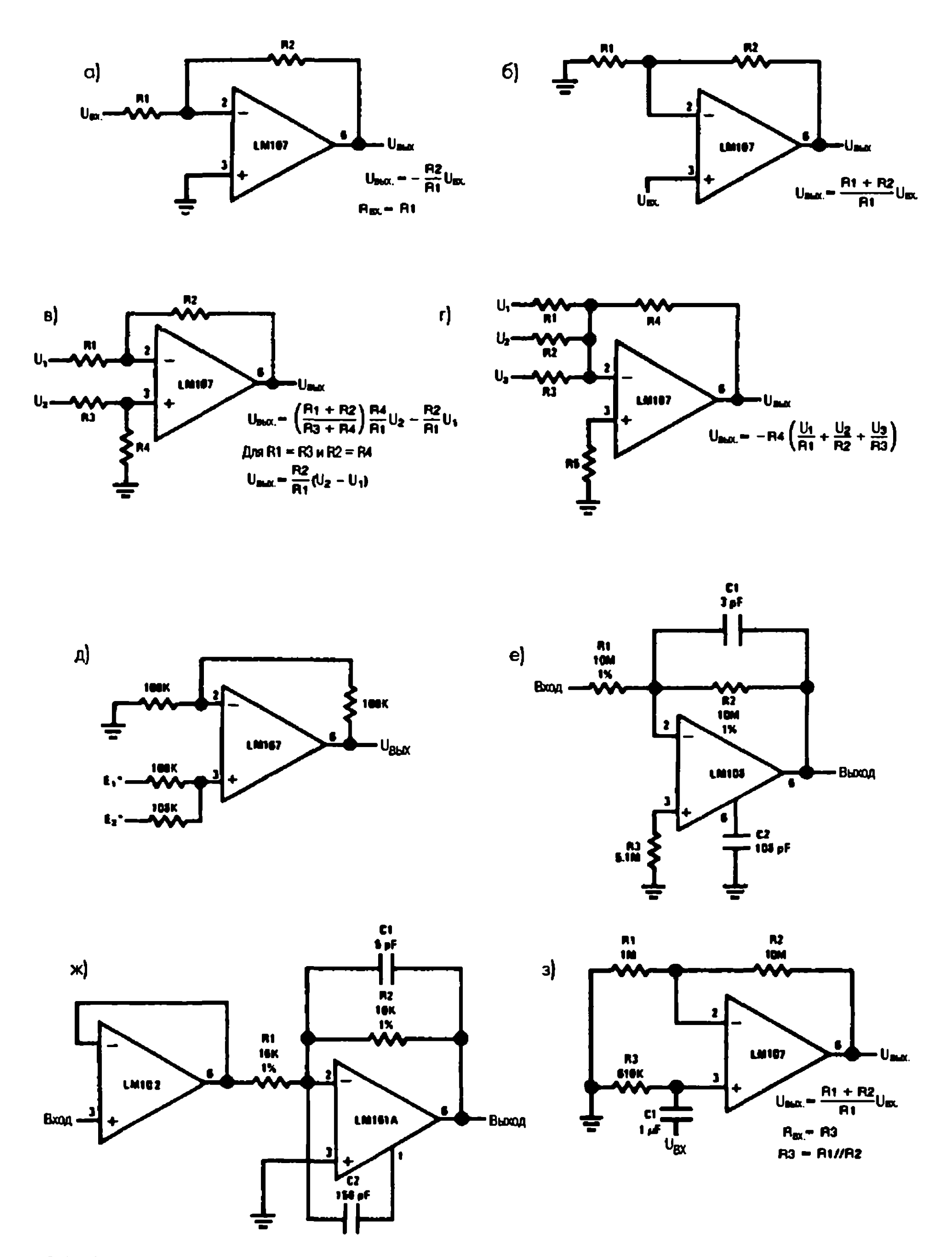


Рис. 6.28. Классические примеры использования ОУ (National Semiconductor, Linear Applications Handbook, 1994, p. 70): а) инвертирующий усилитель; б) неинвертирующий усилитель; в) дифференциальный усилитель; г) инвертирующий суммирующий усилитель; д) неинвертирующий суммирующий усилитель; е) инвертирующий усилитель с высоким значением входного сопротивления; ж) быстродействующий инвертирующий усилитель с высоким выходным сопротивлением; з) неинвертирующий усилитель переменного тока

Примечания к рис.:

R1//R2 = R3//R4 для снижения ошибки из-за влияния входного тока (рис. 6.28в).

R5 = R1//R2//R3//R4 для снижения ошибки из-за влияния входного тока (рис. 6.28г).

Точность – 1% при входном сопротивлении источника сигнала 1 кОм (рис. 6.28д).

- *Погрешность коэффициента усиления не превышает 1% (при использовании источника сигнала с выходным сопротивлением не более 100 кОм) – рис. 6.28е.*

6.2.2. Управляемый операционный усилитель

Управляемый операционный усилитель (иногда называемый программируемым усилителем) очень похож на обычный ОУ, хотя они не полностью взаимозаменяемы. Этот операционный усилитель имеет не только стандартные дифференциальные входы, но и дополнительный управляющий вход, на который подается ток смещения I_{ABC}. Схема усилителя на ИС, управляемого током I_{ABC}, приведена на рис. 6.7. Величина управляющего тока, подаваемого на вывод 5, устанавливается резистором R_S.

Управляющий вход расширяет возможности операционного усилителя. Например, если требуются низкое энергопотребление, малые входной ток и ток сдвига либо высокое входное сопротивление, то необходимо выбрать небольшое значение I_{ABC}. С другой стороны, если усилитель работает при средних значениях сопротивления нагрузки, то используются более высокие значения I_{ABC}.

Еще одно отличие управляемого операционного усилителя от стандартного ОУ заключается в очень высоком значении выходного сопротивления (для большинства обычных ОУ оно существенно ниже). Поэтому выходным сигналом управляемого операционного усилителя лучше считать ток, величина которого пропорциональна разности напряжений на его двух дифференциальных входах (инвертирующем и неинвертирующем).

Переходные характеристики управляемого операционного усилителя (или соотношения вход/выход) лучше определяются понятием *транспроводимости* (transconductance), или крутизны переходной вольт-амперной характеристики, чем усилением по напряжению. Крутизна ОУ, обозначаемая, как правило, g_m или g_{12}, представляет собой отношение изменения выходного тока ($I_{ВЫХ}$) и входного напряжения ($E_{ВХ}$). За исключением высокого значения выходного сопротивления и переходных характеристик, остальные параметры управляемого операционного усилителя не отличаются от параметров обычного ОУ.

На рис. 6.29 приведена типовая схема включения управляемого операционного усилителя, дополненная внешними элементами. Предположим, что требуется усиление в режиме с разомкнутой обратной связью, равное 100. Оно напрямую зависит от величин выходной нагрузки R_L и крутизны ОУ. Однако действительное значение выходной нагрузки определяется параллельно включенными резисторами R_L и R_F и равно примерно 18 кОм $(R_L \times R_F) / (R_L + R_F)$. Для коэффициента усиления в режиме с разомкнутой обратной связью, равного 100, и выходной нагрузки 18 кОм значение g_m составит 100 / 18 000, или около 5,5 мСм (миллисименс).

Крутизна ОУ устанавливается током I_{ABC}. Пользуясь приведенными на рис. 6.30 характеристиками, выберем значение I_{ABC} (по кривой для минимальных значений), чтобы обеспечить необходимое усиление. Как следует из графика (рис. 6.30), если g_m = 5,5 мСм, то I_{ABC} приблизительно равен 20 мкА.

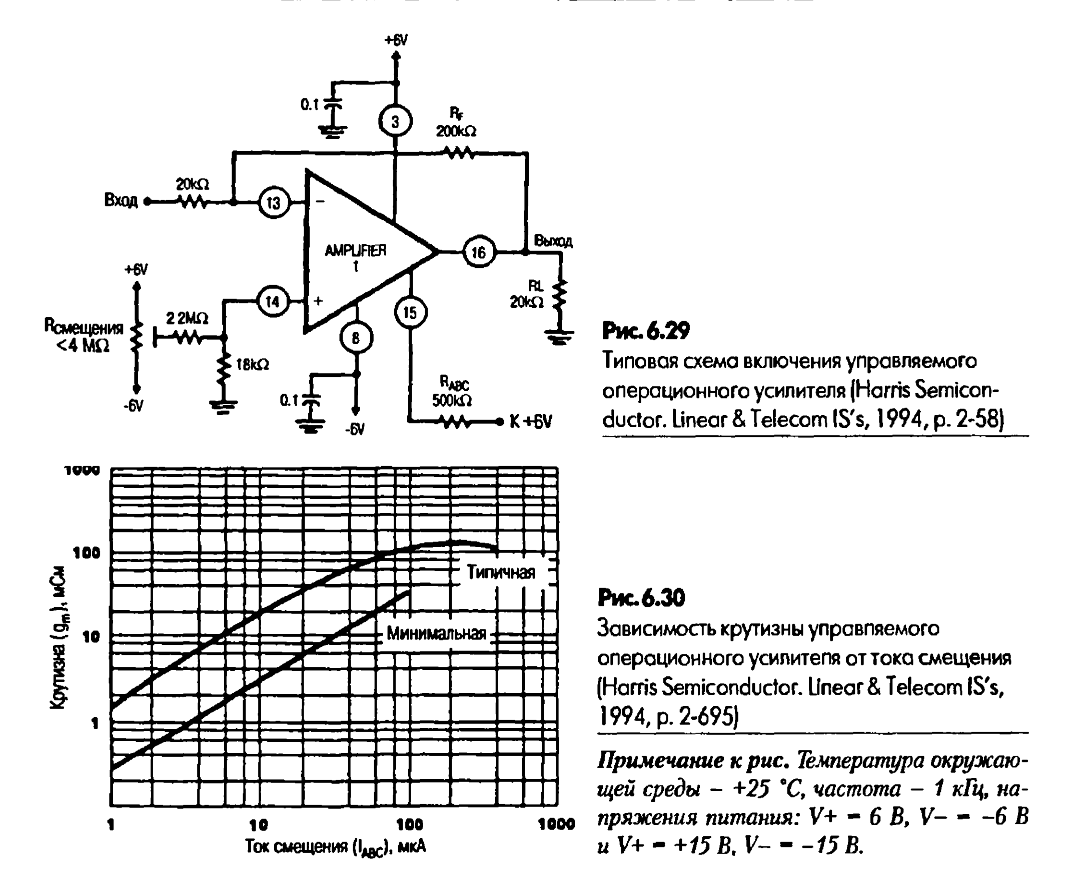


Рис. 6.29

Типовая схема включения управляемого операционного усилителя (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-58)

Рис. 6.30

Зависимость крутизны управляемого операционного усилителя от тока смещения (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-695)

Примечание к рис. Температура окружающей среды – +25 °С, частота – 1 кГц, напряжения питания: V+ = 6 В, V– = –6 В и V+ = +15 В, V– = –15 В.

6.2.3. ОУ со стабилизацией прерыванием

Стабилизация прерыванием используется в тех случаях, когда особенно важны стабильность характеристик во времени и независимость их от изменений температуры и напряжения питания. На рис. 6.31 и 6.32 приведены функциональная схема, пояснения к принципу работы и расположение выводов ОУ со стабилизацией прерыванием на примере интегральной микросхемы ICL7805S фирмы Harris. Она полностью взаимозаменяема со стандартной ИС IC7650, но имеет улучшенные параметры по напряжению смещения нуля, более низкий температурный коэффициент напряжения смещения и входного тока сдвига, меньшее значение входного тока и более широкий диапазон синфазных напряжений.

Как показано на рис. 6.31, ИС состоит из двух ОУ – основного и обнуляющего. Оба усилителя имеют конденсаторы для фиксации напряжения смещения нуля. Основной ОУ постоянно включен между входными и выходными шинами, обнуляющий ОУ под управлением генератора прерывания и схемы синхронизации попеременно обнуляет себя и основной усилитель. Два внешних конденсатора C_{EXTA} и C_{EXTB} служат для сохранения обнуляющих потенциалов. Синхронизирующий генератор и все остальные цепи управления являются внутренними. Однако вариант конструктивного исполнения ОУ в 14-выводном корпусе (рис. 6.32в) предусматривает

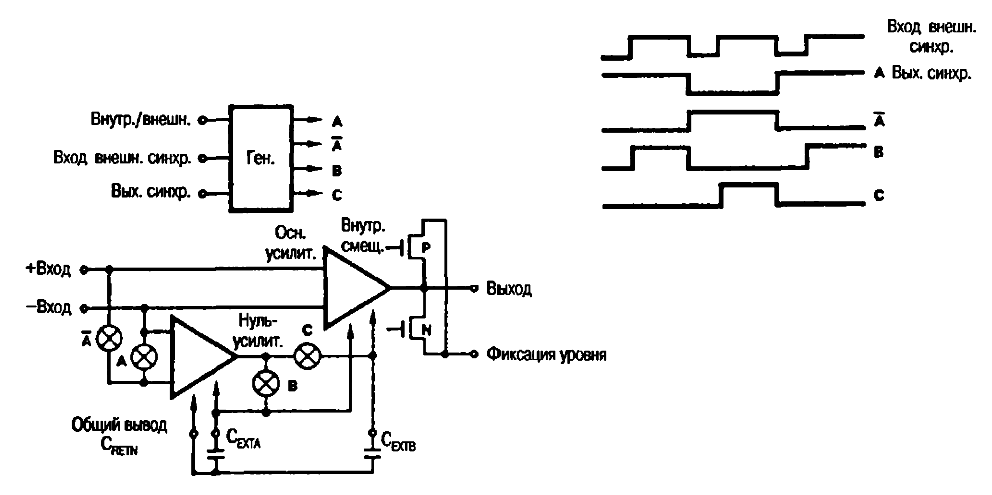


Рис. 6.31. Внутренняя функциональная схема ОУ со стабилизацией прерыванием (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-695)

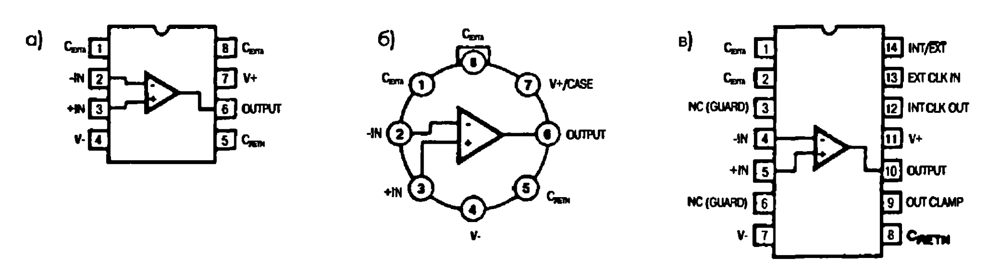


Рис. 6.32. Расположение выводов ОУ со стабилизацией прерыванием типа ICL7650S, вид сверху (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-694): а) корпус PDIP, SOIC; б) корпус TO-99; в) 14-выводной корпус PDIP, CDIP, SOIC

возможность подключения при необходимости внешнего синхронизирующего генератора. Все внутренние функции усилителя доступны для пользователя, что позволяет устранить общие для всех ОУ со стабилизацией прерыванием проблемы (интермодуляцию, выбросы и блокировку при перегрузке).

Как показано на рис. 6.33, для ОУ со стабилизацией прерыванием используются те же самые схемы включения, что и для основных типов ОУ (инвертирующий усилитель, неинвертирующий усилитель и повторитель напряжения). Однако для них необходимо подключение к выводам C_{EXTA} и C_{EXTB} дополнительных конденсаторов, обеспечивающих напряжение обнуления, причем общая точка конденсаторов должна быть подключена к выводу C_{RETN}. Это соединение должно быть выполнено непосредственно к каждому конденсатору отдельным проводом либо печатной дорожкой на плате, чтобы избежать в цепях конденсаторов появления сигнала, вызванного падением напряжения от тока нагрузки. Внешняя обкладка каждого конденсатора должна (если возможно) подключаться к выводу C_{RETN}.

Для того чтобы полностью использовать преимущества ОУ со стабилизацией прерыванием, их входы должны быть защищены. На рис. 6.33г показана защита

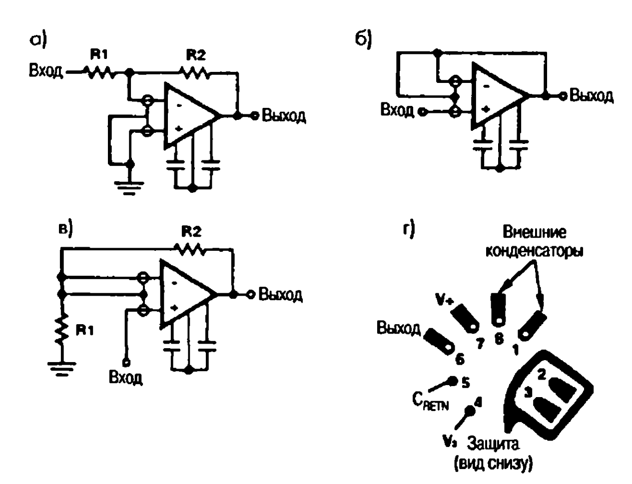


Рис. 6.33

Схемы включения ОУ со стабилизацией прерыванием (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-703): а) инвертирующий усилитель; б) повторитель; в) неинвертирующий усилитель (для оптимальной защиты необходимо низкое значение сопротивления R1 // R2); г) топология печатной платы для защиты входных контактов ОУ при использовании металлического корпуса транзисторного типа ТО-99

входных выводов ОУ в 8-выводном корпусе транзисторного типа ТО-99 с использованием 10-контактной конфигурации площадки для установки ОУ на печатной плате. При этом поверхность платы вблизи входных выводов 2 и 3 ОУ не занята При конструктивном исполнении ИС в 14-выводном плоском пластмассовом корпусе (PDIP) выводы расположены таким образом, что для облегчения выполнения условий защиты соседние с входными выводы не используются (см. рис. 6.32в).

Бóльшая часть информации, приведенной далее, касается основных принципов схемотехники, и содержащиеся в ней технические сведения будут наиболее полезны тем читателям, которые еще не очень хорошо представляют себе проблему поиска неисправностей в электронных схемах. Приводимые технические сведения служат основой для постепенного изучения вопросов, связанных с диагностикой неисправностей в усилителях.

6.2.4. Прохождение сигнала

Основной метод поиска неисправности в усилителе связан с проверкой прохождения сигнала в схеме, как показано на рис. 6.34. Наличие входного и выходного сигналов в каждом каскаде должно проверяться осциллографом или измерителем сигнала. Любой каскад, на выходе которого обнаружено отклонение в форме сигнала или каких-то иных параметрах или отсутствие выходного сигнала вообще, при наличии на входе каскада тестового сигнала с нормированными параметрами должен рассматриваться как явно дефектный. Для локализации неисправности используются измерения сопротивлений и/или напряжений на всех элементах транзистора или интегральной микросхемы.

Наиболее удобным прибором для проверки схем усилителей (как отдельных каскадов, так и сложных систем) является осциллограф. Его возможности позволяют выполнять функции любого измерителя, к тому же он обладает преимуществом наглядного отображения сигналов на экране, что позволяет оперативно оценить основные параметры и наличие отклонений в работе усилителя: звон, искажения формы сигнала, шум, пульсации, генерация и т.п.

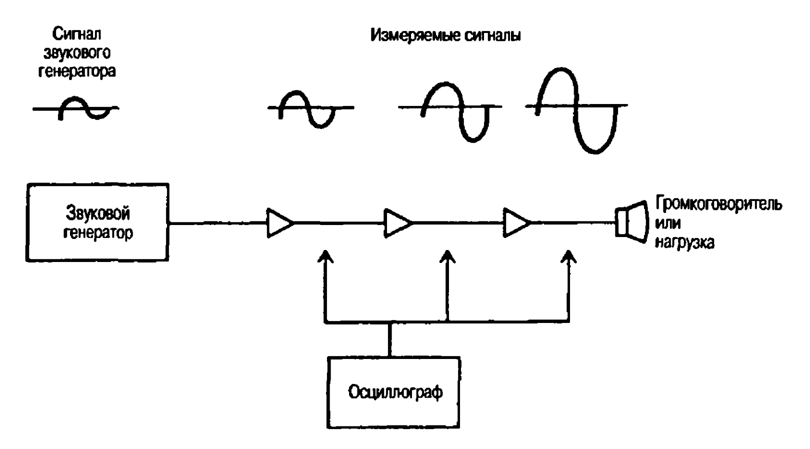


Рис. 6.34. Схема проверки усилителя методом контроля прохождения сигнала

Примечание к рис. *По мере проверки каждого каскада усилителя амплитуда сигнала должна возрастать, но его форма не должна искажаться.*

При проверке работы усилителя методом прохождения сигнала осциллограф используется точно так же, как и измерительный прибор. На вход схемы подается тестовый сигнал генератора (рис. 6.34). На экране осциллографа производится измерение амплитуды и формы сигнала. В качестве входного может использоваться сигнал синусоидальной либо прямоугольной формы.

Щупом осциллографа последовательно контролируется сигнал на входе и выходе каждого каскада усилителя, пока не будет проверен выходной сигнал конечного каскада. На каждом этапе проверяется выходное напряжение и усиление, а также форма выходного сигнала каскада, которая не должна отличаться от формы входного сигнала, подаваемого с генератора. Покаскадное усиление и искажения формы сигнала быстрее всего определяются осциллографическими методами.

6.2.5. Измерение усиления отдельных каскадов

Будьте внимательны при измерении усиления в отдельных каскадах усилителя, особенно охваченных обратной связью. Например, в схеме на рис. 6.35 при измерении сигнала на базе транзистора Q1 напряжение на базе относительно «земли» не является величиной входного напряжения. Поэтому для получения правильного значения усиления необходимо подключить общий зажим измерителя (или осциллографа) к эмиттерному выводу транзистора, а измерительный щуп – к базовому. Фактически следует произвести измерение на переходе база–эмиттер транзистора. При этом учитывается действие сигнала обратной связи.

Основная мера предосторожности при тестировании схем: ни в коем случае нельзя прикасаться заземленным выводом осциллографа или общим выводом измерительного прибора к базовому выводу транзистора. Исключением может быть ситуация, когда общий вывод или щуп подключен к изолированному шасси, плате осциллографа или измерительного прибора. Большие токи, протекающие по контуру

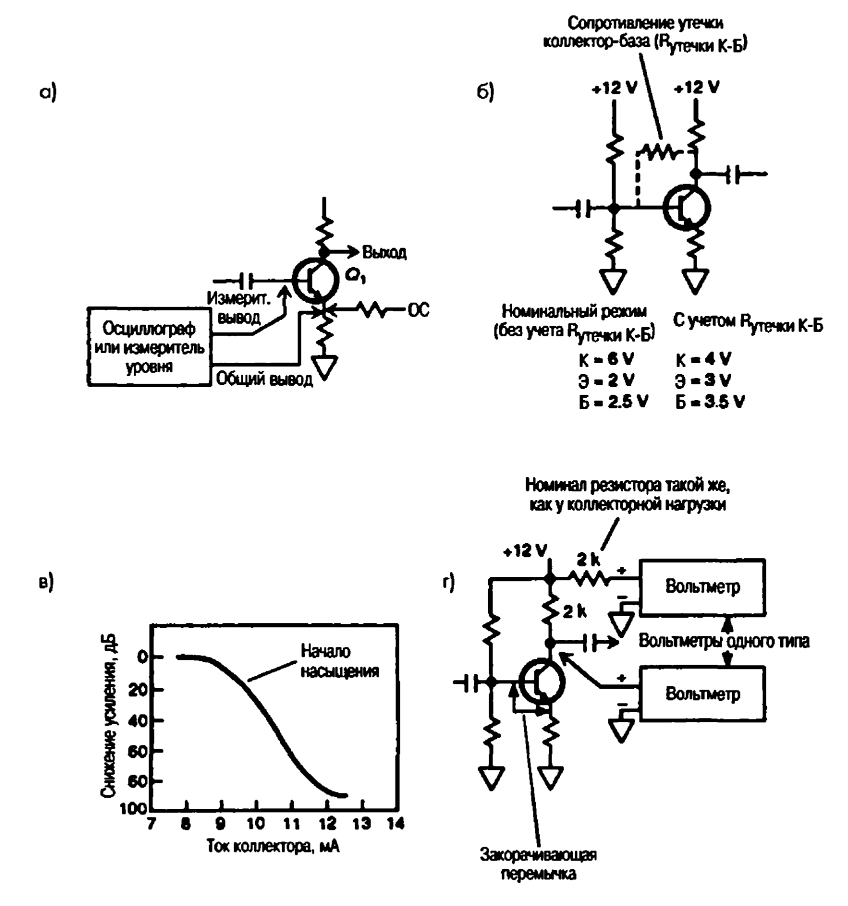


Рис. 6.35. Основные методы поиска неисправностей в схемах дискретных усилителей

Примечание к рис. *Показание вольтметра должно составлять приблизительно 12 В при подключении закорачивающего шунта между выводами базы и эмиттера транзистора (см. рис. 6.35г). При отключении шунта показание вольтметра должно составлять примерно 6 В.*

заземления между измеряющим прибором и проверяемой схемой, могут проходить через переход база–эмиттер транзистора и выведут его из строя. Эта проблема решается при помощи изолирующего (развязывающего) трансформатора.

6.2.6. Пониженное усиление

Искажения могут быть следствием низкого значения коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью. Если усиление имеет нормальную величину, некоторые виды искажений могут быть устранены. При низком же значении коэффициента усиления влияние обратной связи может оказаться недостаточным для снижения уровня искажений до заданного предела. Разумеется, пониженное значение коэффициента усиления само по себе является поводом для детальной проверки схемы, как с обратной связью, так и без нее.

Многие типы усилителей имеют очень большой коэффициент усиления в режиме разомкнутой обратной связи. Значение усиления устанавливается отношением величин резисторов (как говорилось выше, отношением величины сопротивления обратной связи к входному нагрузочному сопротивлению). Низкое значение усиления экспериментальной схемы в режиме с замкнутой обратной связью указывает прежде всего на неправильный подбор величин резисторов. Для готового усилителя проблема возникает тогда, когда значение коэффициента усиления в режиме с замкнутой обратной связью меньше того, которое определяется соотношением величин сопротивлений. При поиске неисправностей в тех случаях, когда форма сигнала указывает на низкое усиление, а напряжения транзистора или интегральной микросхемы находятся в допустимых пределах, попытайтесь заменить транзистор или интегральную микросхему.

Помните о том, что эмиттерный развязывающий конденсатор (если он есть в схеме) может быть оборван или иметь большие утечки. При больших утечках конденсатор начинает действовать как сопротивление, включенное параллельно эмиттерному резистору, что приводит к значительному возрастанию отрицательной обратной связи и низкому усилению. При полностью закороченном (пробитом) эмиттерном развязывающем конденсаторе напряжение на эмиттере транзистора не соответствует норме (оно, как правило, равно нулю или же потенциалу «земли»).

6.2.7. Искажения в каскадах усилителя на дискретных элементах

Искажения могут быть вызваны неправильной величиной смещения, насыщением при слишком большом усилении либо слишком малым усилением, недостаточным для того, чтобы сигнал обратной связи мог сгладить искажения. Проблемой, часто встречающейся в каскадах усилителей, охваченных обратной связью, и приводящей к искажениям, является увеличение усиления из-за тока утечки транзистора. Как правило, считается, что повышение тока утечки перехода коллектор–база транзистора снижает усиление, так как этот ток имеет противоположенное по отношению к току сигнала направление. Несмотря на то что данное утверждение справедливо для одиночного каскада, оно может оказаться не совсем верным для многокаскадного усилителя, охваченного обратной связью.

При значительных токах утечки перехода коллектор–база транзистора напряжение на базе становится ближе к напряжению на коллекторе (по сравнению со случаем отсутствия тока утечки). В такой ситуации возрастает не только прямое смещение на транзисторе, но и ток через транзистор. Увеличение тока транзистора вызывает снижение входного сопротивления, что само по себе может вызвать снижение усиления в некоторых схемах. Если усилитель, охваченный обратной связью, имеет непосредственно связанные каскады, влияние обратной связи возрастает. Это происходит потому, что рабочая точка следующего каскада, задаваемая смещением на базе, также смещается, что может привести в результате к искажениям.

6.2.8. Влияние утечки на работу схем с дискретными элементами

При наличии значительных токов утечки усиление в каскаде на дискретных элементах снижается до нуля и/или форма сигнала значительно искажается. Эта же причина вызывает изменения формы и величины напряжений на транзисторе.

Внешние проявления позволяют сравнительно легко определить причину неисправности. Определение неисправности становится весьма сложным в том случае, когда токи утечки достаточны только для снижения усиления, но не вносят значительных искажений в форму сигнала или существенных изменений в напряжения на транзисторе.

6.2.9. Ток утечки коллектор–база

Повышенный ток утечки коллектор–база – один из наиболее частых дефектов транзистора и классическая причина низкого значения усиления для отдельного каскада. При наличии тока утечки перехода коллектор–база транзистор может оказаться смещенным в прямом направлении или прямое смещение увеличится (см. рис. 6.35б). Влияние тока утечки коллектор–база эквивалентно действию резистора, включенного между коллектором и базой транзистора. Потенциал базы становится ближе к потенциалу коллектора, и транзистор смещается в прямом направлении. При достаточно высоких значениях тока утечки транзистор может оказаться в режиме насыщения (либо в состоянии, близком к насыщению). Во время работы транзистора в этих условиях коэффициент усиления (одиночного каскада) уменьшается, как показано на рис. 6.35в.

6.2.10. Проверка токов утечки транзисторов в схеме

Если номинальные значения напряжений неизвестны, как бывает в случаях с экспериментальными схемами, неисправный транзистор может выглядеть вполне исправным, так как соотношения между всеми напряжениями находятся в норме. Переход коллектор–база смещен в обратном направлении (для транзистора n–p–n типа положительное напряжение на коллекторе больше, чем на базе), а переход эмиттер–база смещен в прямом направлении (для транзистора n–p–n типа напряжение на базе больше, чем на эмиттере).

Простой способ проверки транзистора на наличие токов утечки показан на рис. 6.35г. Напряжение на коллекторе измеряется относительно «земли». Затем закорачиваются между собой базовый и эмиттерный выводы и повторно измеряется напряжение на коллекторе. При отсутствии утечек закорачивание перехода эмиттер–база выключает транзистор, а напряжение на коллекторе возрастает до напряжения источника питания. При наличии же каких-либо утечек для тока сохраняется прежний путь (через эмиттерный резистор, шунт эмиттер–база, сопротивление утечки коллектор–база и коллекторный резистор). На коллекторном резисторе происходит некоторое падение напряжения, и потенциал коллектора будет ниже напряжения питания на эту величину.

Большинство измерительных приборов обладает собственным потреблением тока по входу. Этот ток во время измерений протекает через коллекторный резистор (см. рис. 6.35г), что может привести к недоразумениям, особенно в тех случаях, когда у прибора низкое значение параметра Ом/В. Чтобы этого избежать, рекомендуется подключить прибор к источнику питания через вспомогательный резистор, имеющий такое же сопротивление, что и коллекторный. Напряжение источника питания относительно «земли» в этом случае должно быть точно таким же, как при измерении напряжения на коллекторе относительно «земли». Если же

измеренное напряжение источника питания больше, чем напряжения на коллекторе, то транзистор имеет утечку.

Предположим, что напряжение на коллекторе, измеряемое относительно «земли», равно 4 В (см. рис. 6.35г). Значит, падение напряжения на коллекторном резисторе составляет 8 В и ток коллектора равен 4 мА (8 / 2000 = 0,004). Как правило, нормальное рабочее напряжение коллектора равно приблизительно половине напряжения источника питания (то есть примерно 6 В в рассматриваемом примере). Хотя напряжение на коллекторе равно 4, а не 6 В, это не означает дефекта схемы, так как некоторые схемы разработаны именно для таких напряжений.

Тем не менее транзистор должен быть проверен на утечку с использованием закорачивания перехода эмиттер–база (рис. 6.35г). Допустим, что напряжение на коллекторе возрастает до 10 В при закорачивании выводов эмиттера и базы (напряжение на коллекторном резисторе – 2 В при напряжении источника питания 12 В). Это указывает, что транзистор находится в режиме отсечки, но через резистор все еще протекает некоторый ток, и его величина составляет примерно 1 мА (2 / 2000 = 0,001).

Значение тока 1 мА слишком велико для входного тока большинства современных измерительных приборов. Для подтверждения утечки именно в транзисторе подключите его через вспомогательный резистор сопротивлением 2 кОм (соответствующий коллекторной нагрузке) к источнику питания 12 В (лучше всего в той же точке, где подключен коллекторный резистор). Предположим, что с использованием внешнего резистора показания прибора составили 11,7 В. Это свидетельствуют о том, что транзистор имеет утечку.

Ток утечки транзистора можно оценить следующим образом: 11,7 – 10 = 1,7 В (разность напряжений), и утечка составляет 1,7 / 2000 = 0,00085 = 0,85 мА. Однако с практической точки зрения наличие сколько-нибудь заметного тока, протекающего через транзистор, который находится в режиме отсечки, является безусловным и достаточным основанием для его замены.

6.2.11. Пример поиска неисправностей в усилителе

На примере комбинированного НЧ усилителя, содержащего дискретные элементы и интегральный ОУ, проводится поэтапная проверка, определение характера неисправности (элемента или проводного соединения) и ее локализация. Этот усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 6.36, выбран в качестве примера именно по той причине, что в его состав входят и дискретные элементы, и интегральная микросхема. ИС CA3094B является программируемым усилителем (усиление на котором задается резистором на выводе 5) и аналогичен операционному усилителю, управляемому током.

Внешние симптомы неисправности значения не имеют, так как действительная причина может заключаться в одном или нескольких элементах схемы (транзисторы, ИС, диоды, конденсаторы и т.п.) или даже в неправильно выполненном соединении схемных элементов. Если это так, то последующая проверка формы сигналов, напряжений, сопротивлений поможет определить цепь схемы, содержащую неисправность.

При проверке схемы, входящей в состав какого-нибудь оборудования, лучше всего начать с изучения доступной литературы и определения работоспособности

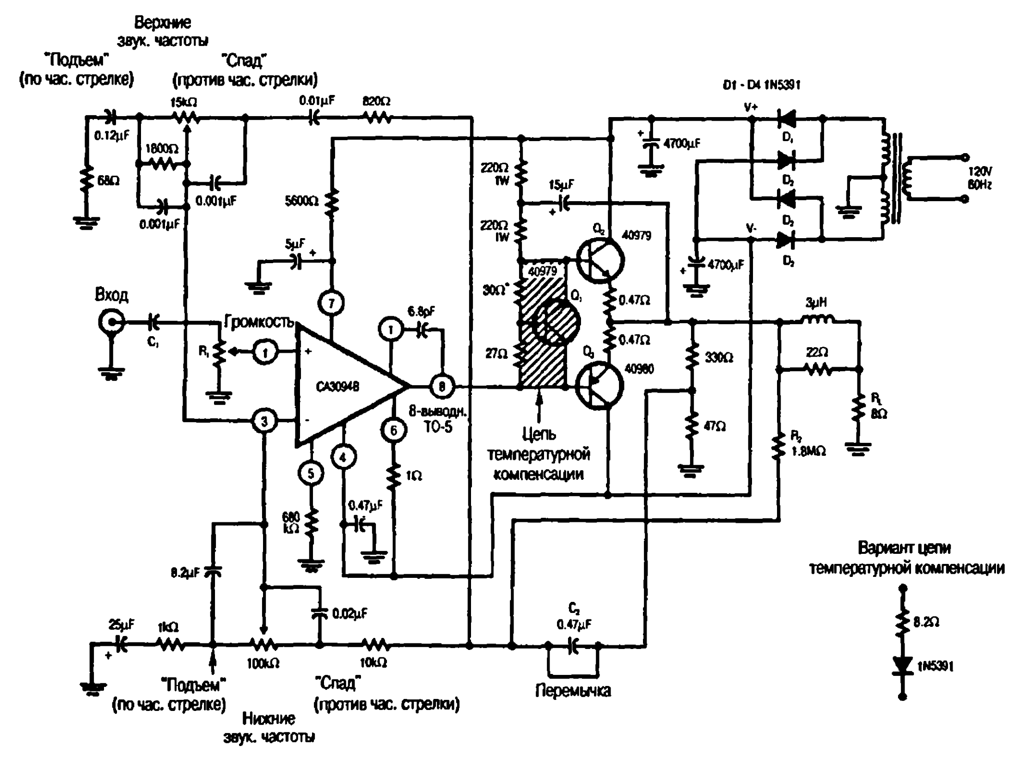


Рис. 6.36. Принципиальная схема и эксплуатационные данные комбинированного НЧ усилителя (Harris Semiconductor. Linear & Telecom IS's, 1994, p. 2-100)

Примечание к рис. *Типовые эксплуатационные данные для НЧ усилителя с выходной мощностью 12 Вт:*

- *выходная мощность (нагрузка 8 Ом, регулятор тембра установлен в положение «Равномерно»):*
  - *музыка (для общих нелинейных искажений 5%; стабилизированный источник питания) – 15 Вт;*
  - *непрерывный режим (при уровне интермодуляционных искажений 0,2%, для сигналов 60 и 2 кГц, смешанных в соотношении 4:1; нестабилизированный источник питания) – 12 Вт;*
- *общие нелинейные искажения:*
  - *при 1 Вт, нестабилизированный источник питания – 0,05%;*
  - *при 12 Вт, нестабилизированный источник питания – 0,57%;*
- *усиление по напряжению – 40 дБ;*
- *фон переменного тока и шумы (ниже уровня выходного сигнала в непрерывном режиме) – 83 дБ;*
- *входное сопротивление – 250 кОм.*

Особенности:

1. *Для стандартного входного сигнала: C_2 закорачивается; R_1 = 250 кОм; C_1 = 0,047 мкФ; удалить резистор R_2.*
2. *При использовании керамического звукоснимателя в качестве источника входного сигнала: C_1 = 0,0047 мкФ; R_1 = 2,5 МОм; удалить перемычку на C_2; оставить R_2.*
3. *Силовой трансформатор STANCOR P-6609 либо эквивалентный (120 В переменного тока/26,8 В с отводом от середины обмотки, ток до 1 А).*

схемы. В предложенном примере единственным «литературным источником» является принципиальная схема, приведенная на рис. 6.36. В прилагаемом описании технических характеристик говорится о выходной мощности 12 Вт на нагрузке сопротивлением 8 Ом. Хотя нагрузка на схеме изображена в виде R_L, вы можете предположить, что схема будет использоваться с динамиком, имеющим сопротивление 8 Ом. На схеме не указаны контрольные точки и формы сигналов, не везде приведены значения напряжений и нет никаких данных о величинах сопротивлений относительно «земли» (карты сопротивлений). Тем не менее, имея даже такие неполные сведения, можно осуществить проверку, наблюдая сигнал в различных точках схемы, и установить причину неисправности по результатам этой проверки.

Прежде всего необходимо подать сигнал на вход (на схеме это конденсатор C1) и проверить его наличие на выходе. Выходное напряжение измеряется на R_L либо на динамике с сопротивлением 8 Ом, подключенном вместо R_L. Во время проверок надо обязательно использовать либо резистор, либо динамик, но *никогда не включайте эту схему без нагрузки*, иначе элементы Q2, Q3 и, возможно, Q1 выйдут из строя.

Выходной сигнал (на соединенных эмиттерах Q2/Q3 и/или динамике) должен быть равен примерно 10 В для того, чтобы развить мощность 12 Вт на нагрузке 8 Ом ($9{,}8^2 / 8 = 12$ Вт). Если, как следует из спецификации, схема имеет усиление по напряжению 40 дБ, входного сигнала с напряжением 0,1 В (100 мВ) будет вполне достаточно, чтобы получить полную мощность на динамике, правда, в зависимости от положения движка переменного резистора R1.

Подключите на вход усилителя генератор звуковой частоты и установите на нем сигнал с напряжением 0,1 В частотой 1 кГц. Регуляторы настройки верхних и нижних частот тембра надо установить в средние положения, а регулятором R1 добиться неискаженного («хорошего») звучания сигнала в динамике и/или хорошо различимого сигнала на соединенных эмиттерах Q2/Q3.

Далее требуется установить R1 в положение, при котором напряжение сигнала на динамике (или соединенных эмиттерах) составит 10 В. Возможно, при этом звуковая нагрузка на уши будет слишком велика, тогда при помощи резистора R1 следует подобрать приемлемую силу звука и изменить положение ВЧ и НЧ регуляторов тембра. Оба они должны оказывать определенное влияние на высоту звукового тона, но воздействие регулятора нижних частот должно быть более заметным. Далее необходимо установить частоту сигнала генератора равной 10 кГц и повторить проверку регуляторов тембра. При этом влияние регулятора высоких частот должно быть больше.

Если схема усилителя работает так, как описано выше, предположение о ее работоспособности подтверждается. Если у вас имеются соответствующие приборы, то следует произвести измерения общих нелинейных и интермодуляционных искажений и сравнить полученные результаты с данными, приведенными в спецификации схемы (см. примечание к рис. 6.36). Нужно также проверить действительную величину сигнала на входе интегральной микросхемы (вывод 2), когда выходной сигнал равен 1 В, и определить действительное усиление по напряжению, которое должно составлять 40 дБ.

В случае, если работа схемы в ходе проверки отличается от описанной выше следует установить ручки управления громкостью и тембром (ВЧ и НЧ) в средние положения и проверить напряжения на выводах 2 и 8. Измерения в контрольных точках можно проводить вольтметром переменного тока, вольтметром постоянного тока с выпрямлением сигнала либо осциллографом. Осциллограф наиболее предпочтителен, поскольку любые искажения формы сигнала в контрольных точках сразу же отразятся на экране прибора (так же, как и отклонения напряжения).

Если на выводе 2 микросхемы есть сигнал, но он отсутствует на выводе 8, либо усиление сигнала на выводе 8 по сравнению с выводом 2 очень невелико, неисправность связана с ИС. Следует проверить напряжения на всех выводах микросхемы. Хотя точные значения напряжений неизвестны, есть определенные приемы их оценки.

Вторичная обмотка силового трансформатора рассчитана на напряжение 26,8 В и имеет отвод от середины обмотки. Поэтому значения напряжения питания +V и –V будут находиться в интервале от 12 до 15 В и иметь одинаковые значения. В любом случае напряжения на выводах 4 и 6 интегральной микросхемы будут равны примерно –12 В, а на выводе 7 – +12 В (хотя напряжение на выводе 7 должно быть чуть меньше по сравнению с выводами 4 и 6 из-за наличия подключенного к нему резистора 5,6 кОм).

Если напряжения на выводах ИС нормальные, а усиленный сигнал на выводе 8 мал, это может означать, что либо неисправна микросхема, либо величина резистора на выводе 5 подобрана неверно (как указывалось выше, этот резистор задает усиление операционных усилителей, управляемых током, и программируемых усилителей) Возможно также, что глубина обратной связи с выхода усилителя через C2 и регулятор тембра на инвертирующий вход ИС (вывод 3) слишком велика. Следует помнить, что основное усиление сигнала по напряжению в этой схеме обеспечивает микросхема, а транзисторы Q2 и Q3 являются усилителями мощности.

Если на выводе 8 ИС имеется нормальный сигнал, но на выходе усилителя (на динамике или R_L) его нет, неисправна дискретная часть схемы (связанная с элементами Q1, Q2 и Q3). Необходимо проверить коллекторные напряжения транзисторов Q2 и Q3. Их значения должны составлять примерно 12 В и быть почти одинаковыми (за исключением разной полярности). Кроме того, эти напряжения должны практически совпадать с напряжениями на выводах 4, 6 и 7 ИС.

Проверки напряжений и формы сигналов вполне достаточно для обнаружения любых серьезных отклонений в работе схемы (включая неправильные соединения схемных элементов). Разумеется, если схема работоспособна, но ее рабочие характеристики отличаются от паспортных, то, вероятно, проблема заключается в некачественном монтаже, неправильном выборе номиналов отдельных элементов и т.п. В заключение необходимо отметить, что основные приемы по определению неисправностей, описанные в данном разделе, могут применяться ко всем схемам настоящей главы.

6.3. Компараторы

Интегральные компараторы по своей сути являются операционными усилителями с высоким коэффициентом усиления и предназначены для работы в режиме с разомкнутой обратной связью. Как правило, сигнал на выходе компаратора появляется тогда, когда напряжение на входе принимает значение выше или ниже заданного уровня либо когда входное напряжение пересекает нулевой уровень. Например, в схемах, приведенных на рис. 6.37 и 6.38, компаратор LM111 выдает на своем выходе (вывод 7) уровень лог. 1 или лог. 0 соответственно при положительной или отрицательной разности напряжений на входах.

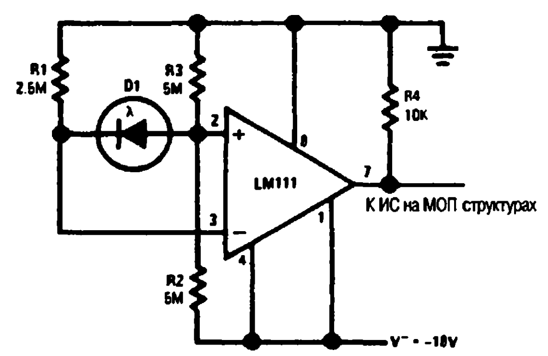


Рис. 6.37
Детектор уровня для фотодиода

Порог или уровень срабатывания устанавливается путем подачи на один из входов компаратора опорного напряжения. Сравниваемый сигнал поступает на противоположный вход. Состояние выхода компаратора изменяется, когда входной сигнал либо превышает, либо становится ниже уровня опорного напряжения. В качестве компаратора мог бы использоваться обычный ОУ широкого применения, однако время срабатывания таких ОУ составляет, как правило, несколько десятков микросекунд. В табл. 6.2 приведены характеристики классического компаратора на интегральной микросхеме LM111 (при напряжении питания 5 В и температуре 25 °С).

Таблица 6.2. Основные параметры компаратора LM111

Параметр	Значение параметра			Единица измерения
	мин.	типовое	макс.	
Входное напряжение смещения нуля	–	0,7	3	мВ
Входной ток смещения	–	4	10	нА
Входной ток сдвига	–	60	100	нА
Усиление по напряжению	–	100	–	В/мВ
Время срабатывания	–	200	–	нс
Диапазон синфазного сигнала	0,3	–	3,8	В
Размах выходного напряжения	–	–	50	В
Выходной ток	–	–	59	мА
Коэффициент разветвления по выходу (ДТЛ/ТТЛ)	8	–	–	–
Ток потребления	–	3	5	мА

6.3.1. Работа с интегральными компараторами

Одна из основных проблем, связанных с компараторами, заключается в их склонности к самовозбуждению. В этом разделе приводятся рекомендации, позволяющие избежать самовозбуждения и ряда других негативных явлений, характерных для этих устройств.

Рекомендуется как можно дальше друг от друга разводить выходной и балансный выводы микросхемы (такие, как 5, 6 и 7 – см. рис. 6.38) с целью предотвратить их непосредственное взаимодействие. В том случае, если балансировка не используется (рис. 6.37), нужно соединить балансные выводы между собой. Если использование балансных выводов необходимо, то для снижения вероятности самовозбуждения следует попытаться подключить между ними конденсатор емкостью 0,1 мкФ. Как правило, в компараторах на ИС развязывающий конденсатор не требуется. Если же его использование связано с необходимостью сглаживания больших пиков напряжения в источнике питания при изменении состояния компаратора, нужно соединения между ИС и развязывающим конденсатором сделать как можно короче.

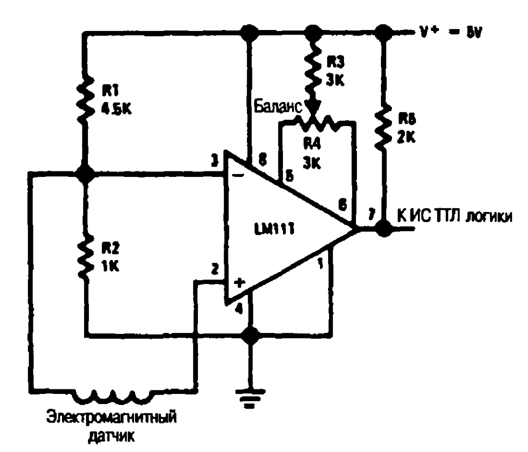


Рис. 6.38
Детектор пересечения нулевого уровня для электромагнитного датчика

При внутреннем сопротивлении источника питания сигнала от 1 до 10 кОм импедансы (как емкостная, так и активная составляющие) на обоих входах должны быть равны. Равенство импедансов приводит к подавлению паразитной обратной связи и тем самым к предотвращению самовозбуждения. Следует также использовать положительную обратную связь для увеличения гистерезиса, как показано на рис. 6.39 и 6.40.

При низком импедансе источников входных сигналов нужно включать последовательно со входами компаратора дополнительные (развязывающие) резисторы. Резисторы ограничивают пиковые токи и особенно важны при случайном подключении входов к источнику с высоким напряжением. Использование источника с низким импедансом не вызывает проблем в том случае, если его выходное напряжение не превышает отрицательное напряжение источника питания. Однако, поскольку при отключении питания напряжение на соответствующих выводах компаратора спадает до нуля, могут понадобиться дополнительные меры по защите ИС.

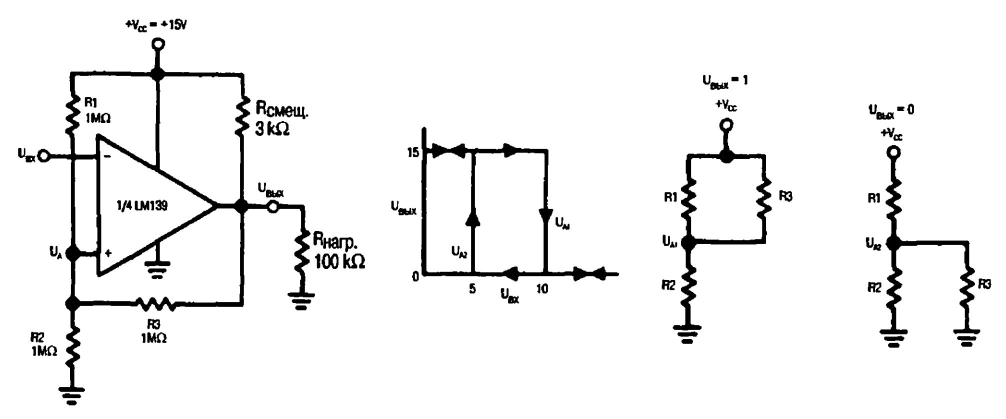


Рис. 6.39. Инвертирующий компаратор с гистерезисом

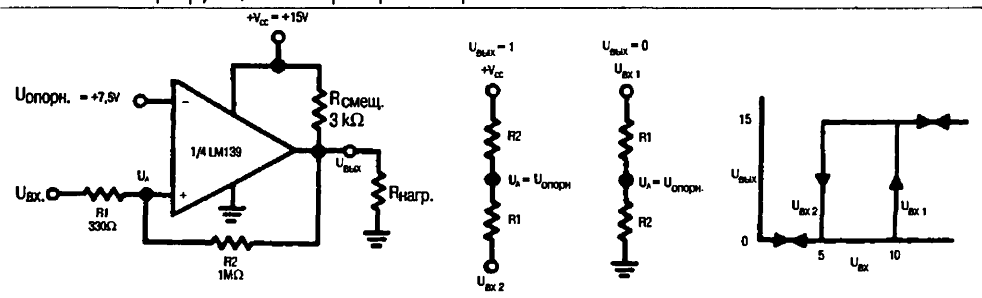


Рис. 6.40. Неинвертирующий компаратор с гистерезисом

Конденсаторы большой емкости (более 0,1 мкФ), подключенные ко входам компаратора, снижают импеданс источников сигнала, и в таком случае, как уже было отмечено, нужно использовать развязывающие резисторы. При этом время разряда конденсаторов может существенно превышать время спада питающих напряжений при их резком отключении.

Следует избегать переполюсовки питания компараторов (как, впрочем, и любых других интегральных микросхем). Как правило, обратное напряжение более 1 В из-за больших значений тока может привести к расплавлению алюминиевых соединительных дорожек микросхемы. Во избежание этого используйте ограничительные диоды, выдерживающие пиковые токи, которые могут возникать в цепях питания.

Не допускается работа интегрального компаратора, если его общий вывод находится под напряжением, превышающим напряжение питания. Выходное напряжение компаратора (например, 50 В) создает определенную разность потенциалов между выходным выводом и выводом напряжения питания. Следовательно, если компаратор работает от отрицательного напряжения питания (рис. 6.37), максимальное выходное напряжение должно быть снижено до величины, равной или меньшей напряжения питания отрицательной полярности.

6.3.2. Проверка компараторов

Проверка любой схемы с компаратором заключается в изменении входного сигнала и проверке последующего за этим изменением выходного сигнала. Например,

в схеме, показанной на рис. 6.37, состояние выхода компаратора должно измениться в тот момент, когда ток фотодиода D1 достигнет значения 1 мкА. Для контроля следует закрыть от света фотодиод D1, измерить напряжение на выводе 7, а затем осветить фотодиод. Как правило, при этом напряжение на выходе будет переключаться от нулевого уровня до уровня, близкого к –10 В.

В схемах на рис. 6.39 и 6.40 следует проверять выходное напряжение на нагрузке $R_{нагр}$ при изменении входного напряжения выше и ниже значения $U_{опорн}$ (в примере использовано значение 7,5 В). Как правило, выходное напряжение меняется скачком в диапазоне от нуля до примерно 15 В. Для схемы, приведенной на рис. 6.39, напряжение на выходе изменится до 15 В при снижении входного напряжения до 5 В и упадет до нуля, когда входное напряжение возрастет до 10 В. Противоположный характер изменений будет наблюдаться для схемы на рис. 6.40.

В схеме на рис. 6.41 приложение изменяемого напряжения к выводу $U_{ВХ}$ вызовет либо включение лампы L1, либо ее выключение (в зависимости от величины напряжения). Если значение $U_{ВХ}$ больше U_A или меньше U_B, лампа будет выключена. Она будет включена только тогда, когда $U_{ВХ}$ меньше U_A, но больше U_B. Диапазон напряжений, при которых лампа остается включенной, зависит от соотношения сопротивлений резисторов R1, R2 и R3.

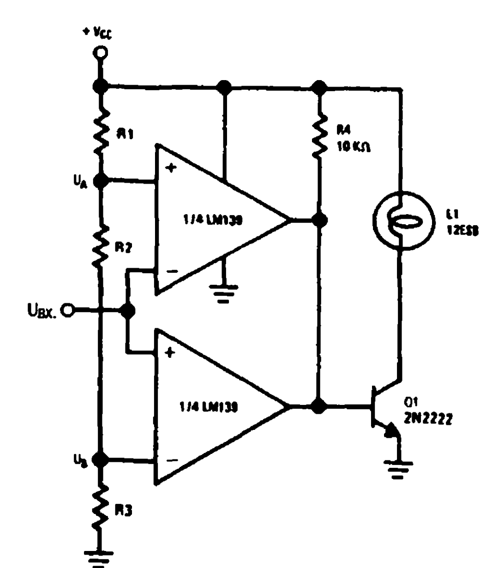


Рис. 6.41
Двухкомпараторная схема допускового контроля напряжения с ламповым индикатором

В схеме на рис. 6.42 на вход подают синусоидальный сигнал и наблюдают на выходе меандр с той же самой частотой. Амплитуда меандра определяется соотношением сопротивления резистора смещения $R_{смещ}$ и сопротивлений делителя обратной связи R5/R6.

6.3.3. Определение неисправностей в схемах компараторов

Первым шагом при определении неисправностей в схемах компараторов является проверка соответствия изменения выходного напряжения требуемому по

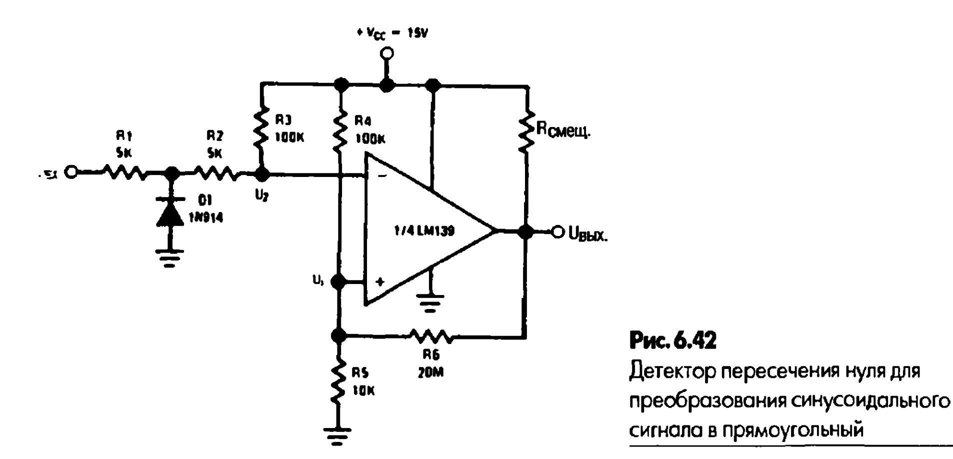


Рис. 6.42
Детектор пересечения нуля для преобразования синусоидального сигнала в прямоугольный

техническим условиям изменению входного напряжения. При отсутствии такого соответствия необходимо настроить рабочие параметры схемы согласно ее описанию.

Если проблема не решается при помощи подстроечных процедур (либо они не предусмотрены в данной схеме), нужно с помощью измерительного прибора или осциллографа проследить прохождение сигнала от входа (обычно задается определенный уровень напряжения) до выхода (наблюдаются, как правило, либо скачкообразные изменения уровня выходного напряжения, либо сигнал в виде меандра или импульса прямоугольной формы). Произведите измерения напряжений и/или сопротивлений в каждой точке исследуемой схемы.

Если в схеме на рис. 6.37 состояние выхода не изменяется при периодическом освещении фотодиода D1 и его затемнении, необходимо проверить наличие изменений напряжения на выводе 2 ИС LM111. Хотя они будут незначительными (фототок D1 равен примерно 1 мкА), их все же можно зафиксировать. При отсутствии изменений напряжения на выводе 2 ИС LM111 причина неисправности заключается в фотодиоде D1. Если же изменения зафиксированы на выводе 2, но отсутствуют на выводе 7, несправна микросхема LM111.

В схемах на рис. 6.39 и 6.40 необходимо проверить наличие скачкообразного изменения выходного напряжения от нулевого уровня до приблизительно 15 В при изменении входного напряжения от 5 до 10 В. Схемы срабатывают при противоположных направлениях изменения входного напряжения (схема на рис. 6.39 – инвертирующая, а на рис. 6.40 – неинвертирующая), что и показано стрелками на петлях гистерезиса. Если на выходе ИС не наблюдается изменений при заданных изменениях входного сигнала, проблема связана с ИС LM139 (естественно, если не считать случая, когда схема подключена неверно и поэтому не дает ожидаемого результата).

Если в схеме на рис. 6.41 лампа L1 остается постоянно включенной или выключенной при значениях входного напряжения U_{BX} выше и ниже пороговых уровней U_A и U_B, необходимо проверить наличие изменений на базе транзистора Q1. Если они наблюдаются, но состояние лампы не меняется, неисправность, скорее всего, связана с транзистором Q1.

Например, при снижении напряжения на базе Q1 до нуля лампа должна погаснуть, и наоборот. Если же она постоянно выключена, проблема может быть связана с исправностью самой лампы (хотя это первое, что необходимо проверить). Следует помнить, что значение напряжения, при котором происходит включение лампы, задается резисторами R1, R2 и R3. При условии, что V_{CC} равно 10 В, а сопротивления R1, R2 и R3 равны между собой, лампа L1 выключится, если U_{BX} будет выше 6,6 В или ниже 3,3 В. Она остается включенной, когда U_{BX} больше 3,3 В, но меньше 6,6 В.

В схеме на рис. 6.42 в случае отсутствия на выходе меандра при синусоидальном входном сигнале следует предположить неисправность ИС LM139 (при условии правильного подключения ИС и правильном выборе значений сопротивлений). Еще одной причиной может стать большой ток утечки (пробой) диода D1, при котором входной сигнал не поступает на LM139. Уровень напряжения порядка 700 мВ в точке соединения резисторов R1 и R2 указывает на то, что, скорее всего, диод D1 исправен.

Надо помнить, что нулевой уровень срабатывания устанавливается значениями сопротивлений R4 и R5. При R1 + R2 = R5 напряжение V1 = V2 в том случае, когда $U_{BX} = 0$. Выходной сигнал будет скачкообразно переключаться из одного состояния в другое в те моменты, когда входной синусоидальный сигнал пересекает нулевой уровень. Для указанных на схеме номиналов резисторов напряжение на обоих входах LM139 при отсутствии входного сигнала равно примерно 1,5 В.

6.3.4. Проблемы быстродействия компараторов

Достаточно сложной проблемой при анализе работоспособности компаратора является ситуация, когда схема работает, но время срабатывания слишком велико. Трудно решить, связана ли проблема с одним из элементов схемы или же с самим интегральным компаратором. Схема проверки и временные диаграммы, представленные на рис. 6.43, помогут в решении этого вопроса. Следует отметить, что в схеме не используются внешние элементы (за исключением нагрузки с сопротивлением 5,1 кОм). Выходной сигнал регистрируется на осциллографе. На вход схемы подается сигнал от импульсного генератора (время нарастания фронта импульса генератора должно быть меньше, чем ожидаемое время срабатывания компаратора). Диаграммы на рис. 6.43 показывают реакцию схемы как на положительный, так и на отрицательный импульсы. Нужно иметь в виду, что время срабатывания возрастает для более низких входных напряжений, следовательно, проверка должна проводиться с теми же самыми значениями импульсных напряжений, которые используются в реальной схеме. Если собственное время срабатывания интегрального компаратора укладывается в заданный интервал (при проверке без внешних элементов), то проблема локализована. Если же время срабатывания данной ИС слишком велико, необходимо заменить ее более быстродействующей схемой, например компаратором RM4805, изображенным на рис. 6.44.

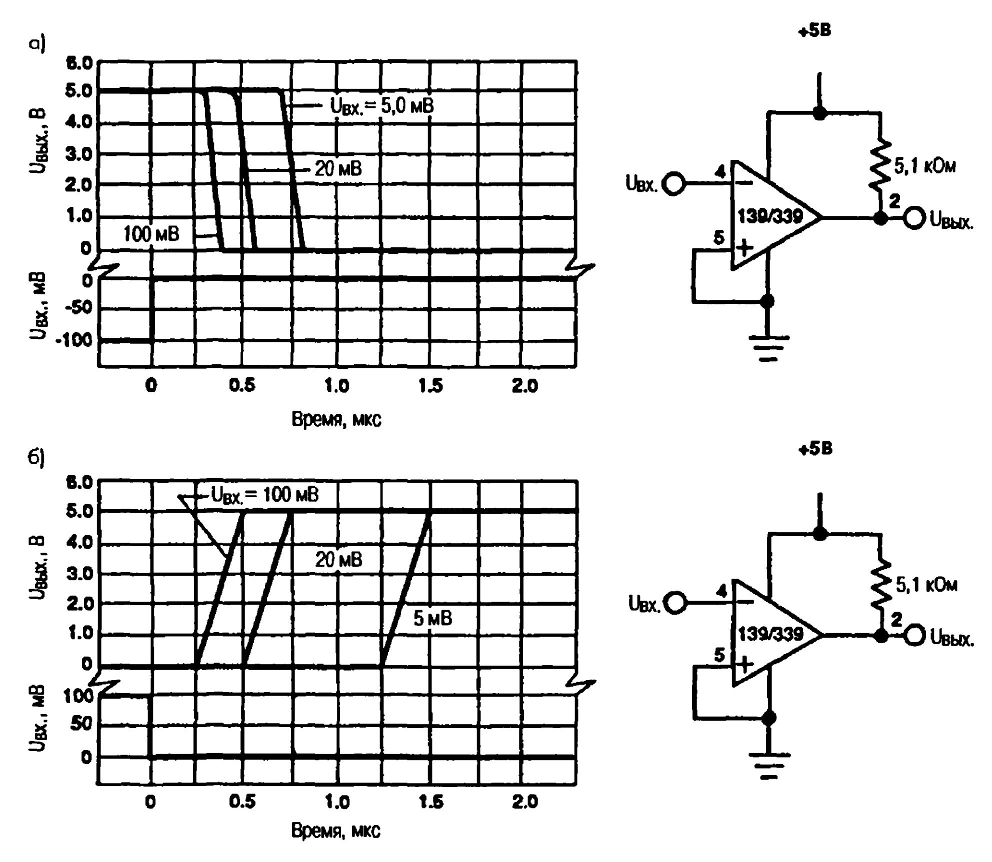


Рис. 6.43. Принципиальная схема проверки времени срабатывания и временные диаграммы выходных сигналов для ИС малого быстродействия: а) зависимость времени срабатывания от амплитуды входного сигнала положительной полярности (напряжение входного сигнала составляет 5, 20 и 100 мВ; температура окружающей среды равна 25 °С); б) зависимость времени срабатывания от амплитуды входного сигнала отрицательной полярности (напряжение входного сигнала составляет 5, 20 и 100 мВ; температура окружающей среды равна 25 °С)

6.4. Применение ОУ и компараторов

6.4.1. Малошумящий измерительный усилитель

На рис. 6.45 приведена схема малошумящего измерительного усилителя, в которой использованы оба ОУ интегральной схемы MAX412. Спектральная плотность шума на входе не превышает 2,4 нВ/Гц$^{1/2}$ на частоте 1 кГц. Размах выходного сигнала составляет 7,3 В на нагрузке 2 кОм при напряжении питания ±5 В. Ток питания – 2,5 мА на каждый усилитель, ширина полосы пропускания при единичном усилении – 28 МГц, максимальная скорость нарастания выходного напряжения – 4,5 В/мс,

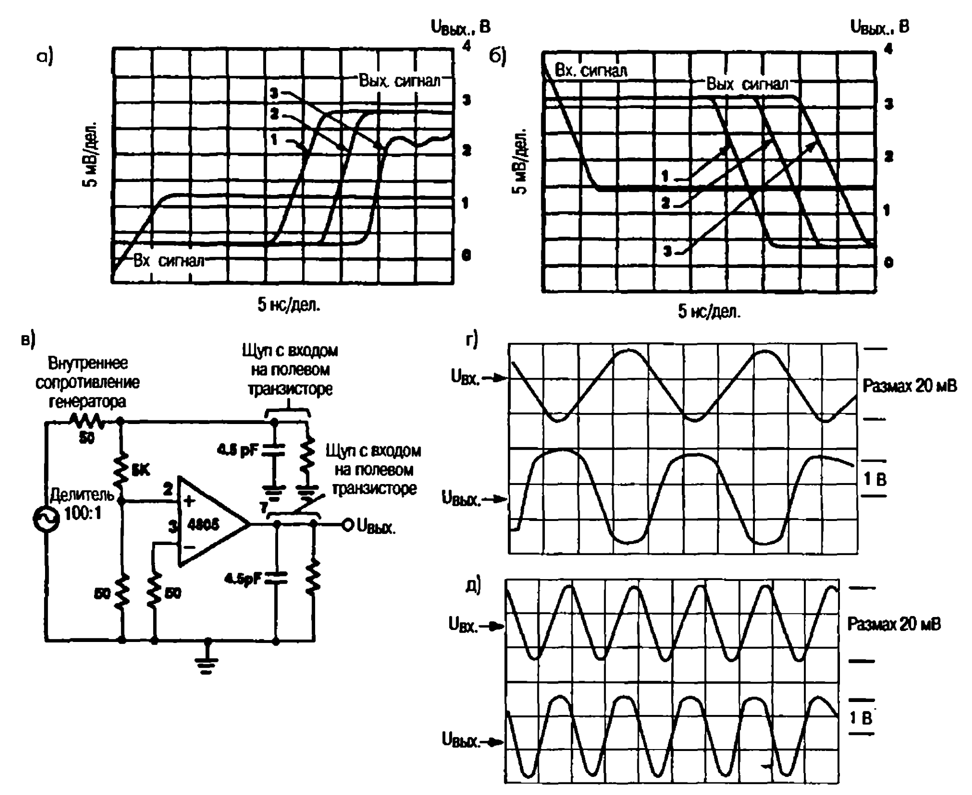


Рис. 6.44. Схема проверки времени срабатывания и осциллограммы сигналов для ИС высокого быстродействия: а) время срабатывания при поступлении на вход схемы положительного перепада напряжения; б) время срабатывания при поступлении на вход схемы отрицательного перепада напряжения; в) принципиальная схема проверки времени срабатывания (быстродействия); г) осциллограммы входного и выходного сигналов при частоте входного синусоидального колебания 25 МГц; д) осциллограммы входного и выходного сигналов при частоте входного синусоидального колебания 50 МГц

Примечание к рис. Цифрами на графике обозначена величина амплитуды входного сигнала: 1 – 50 мВ, 2 – 5 мВ, 3 – 1,2 мВ (рис. 6.44а,б).

максимальное напряжение смещения – 250 мкВ, а минимальное усиление по напряжению – 115 дБ. («Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 3-9.)

6.4.2. Инвертирующий усилитель

На рис. 6.46а приведена интегральная микросхема MAX420 (со стабилизацией прерыванием), включенная по схеме инвертирующего усилителя, а на рис. 6.46б представлено расположение выводов. Максимальное напряжение смещения

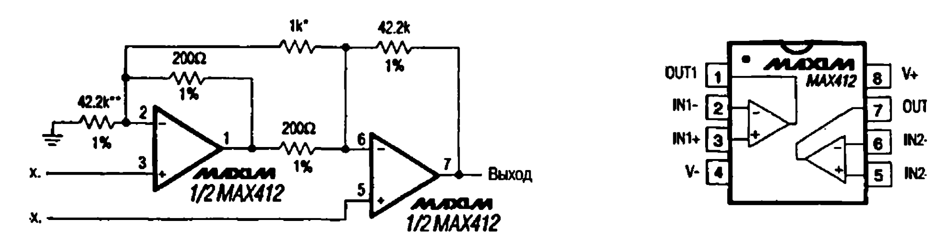


Рис. 6.45. Малошумящий измерительный усилитель

Примечание к рис. Элементы схемы, отмеченные одной и двумя звездочками, предназначены соответственно для подстройки усиления и коэффициента ослабления синфазного сигнала. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус). Расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху.

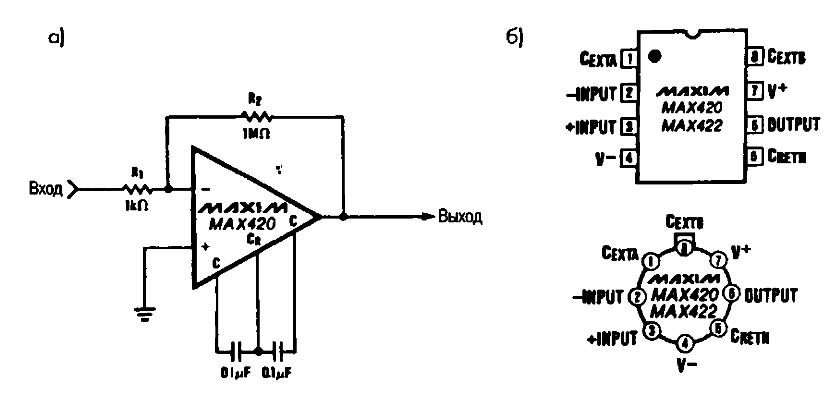


Рис. 6.46. Инвертирующий усилитель (а); расположение выводов микросхемы MAX420/422, вид сверху (б)

составляет 5 мкВ; входные напряжения находятся в пределах +12...–15 В при напряжении питания ±15 В; уровень входных шумов в диапазоне от постоянного тока до 1 Гц равен 0,3 мкВ (размах по напряжению); значения коэффициента усиления, коэффициента ослабления синфазного сигнала и коэффициента ослабления влияния изменения напряжения питания равны 120 дБ. Максимальный ток потребления – 0,5 мА, а входной ток смещения – 30 пА. («Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 3-11.)

6.4.3. 8-канальный мультиплексор видеосигналов для работы на кабель

На рис. 6.47 показано расположение выводов и приведен пример включения ИС MAX440 (мультиплексор/усилитель) в схему мультиплексирования восьми каналов видеосигнала на один кабель. Ширина полосы пропускания при единичном усилении равна 160 МГц, при усилении 6 дБ – 110 МГц; время переключения между

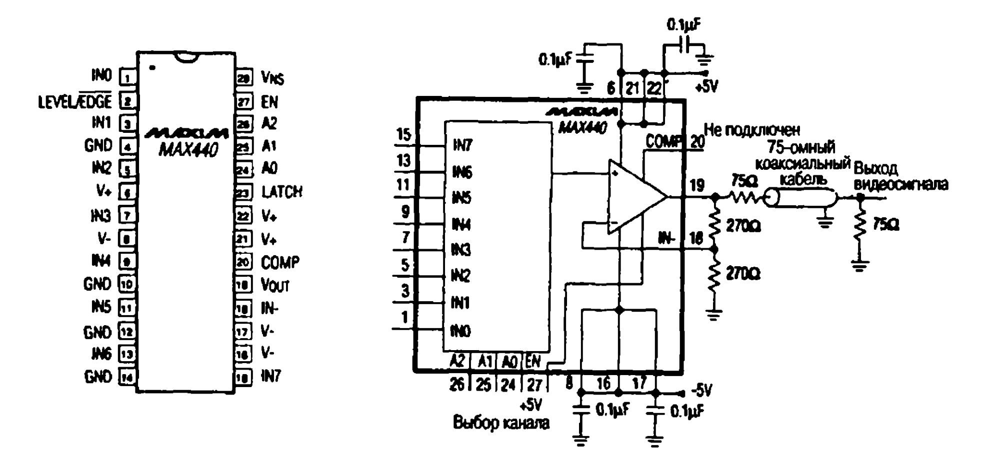


Рис. 6.47. 8-канальный мультиплексор видеосигналов для работы на кабель

Примечание к рис. Расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху. Вывод N.C. не имеет внутренних соединений. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

каналами – 15 нс; максимальная скорость нарастания выходного напряжения – 370 В/мкс; входная емкость при включении/выключении – 4 пФ. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-15.)

6.4.4. 2-канальный мультиплексор видеосигналов для работы на кабель

На рис. 6.48 приведен пример включения ИС MAX442 (мультиплексор/усилитель) в схему мультиплексирования двух каналов видеосигнала на один кабель. Ширина полосы пропускания при единичном усилении – 140 МГц; время переключения между каналами – 36 нс; максимальная скорость нарастания выходного напряжения – 250 В/мкс. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-17.)

6.4.5. Усилитель для работы на кабель с минимальными фазовыми искажениями

На рис. 6.49 приведена схема, использование которой обеспечивает минимальные фазовые искажения при подключении ИС, изображенных на рис. 6.47 и 6.48. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-20.)

6.4.6. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ

На рис. 6.50 приведен пример использования ИС MAX480 в качестве двухполупериодного выпрямителя. Максимальный дрейф входного напряжения смещения

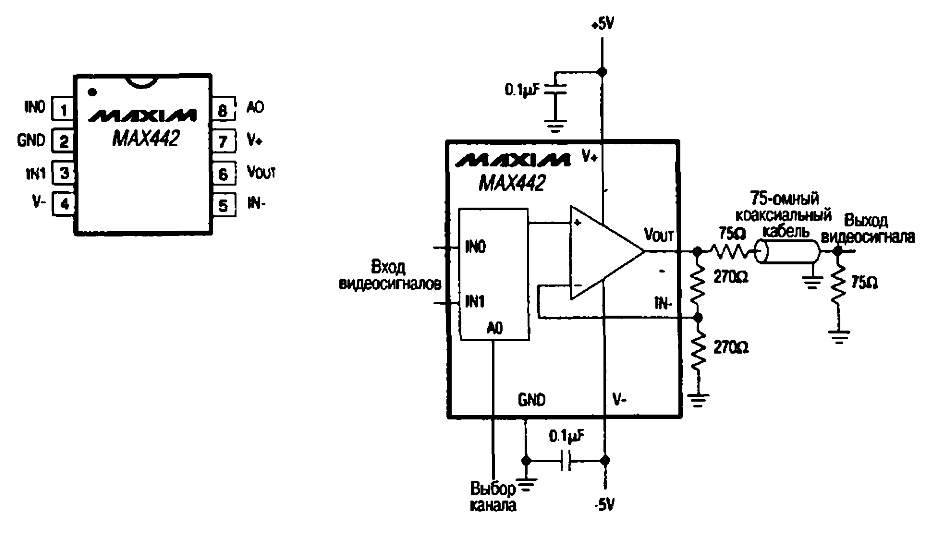


Рис. 6.48. 2-канальный мультиплексор видеосигналов для работы на кабель

Примечание к рис. *Расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

нуля составляет 1,5 мкВ/°С; максимальный ток потребления – 20 мкА; минимальный ток нагрузки – 5 мА; максимальное значение входного напряжения смещения – 70 мкВ; максимальный входной ток смещения – 3 нА; минимальное усиление с разомкнутой обратной связью – 700 В/мВ. («Maxim New Releases Data Book», 1993, р. 3-23.)

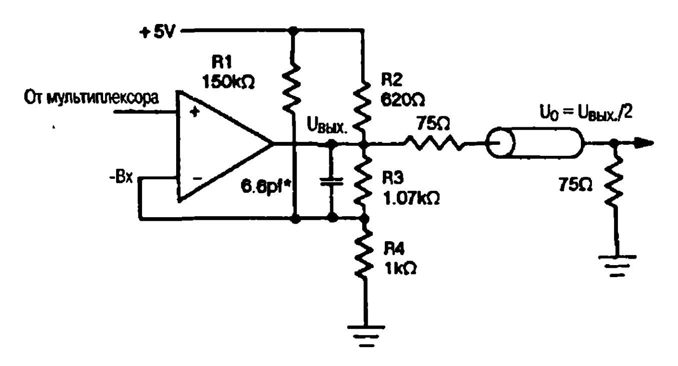


Рис. 6.49. Усилитель для работы на кабель с минимальными фазовыми искажениями

Примечание к рис. *Компоненты схемы, отмеченные звездочкой, должны подбираться для компенсации паразитной входной емкости.*

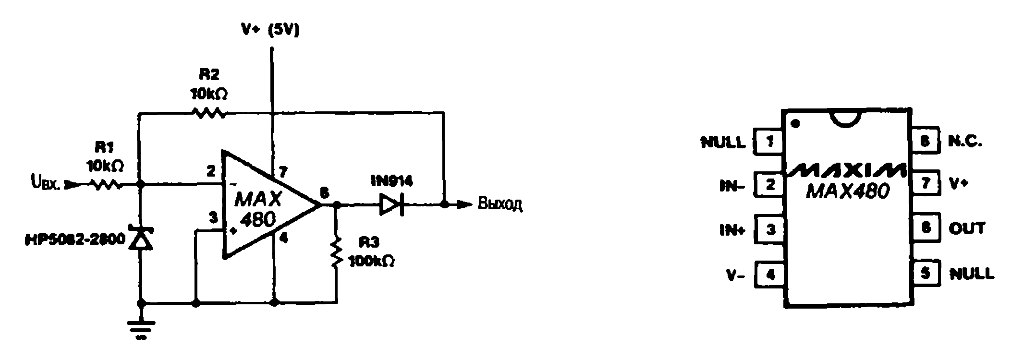


Рис. 6.50. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ

Примечание к рис. ИС MAX480 выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус), вид сверху.

6.4.7. Однополупериодный выпрямитель

На рис. 6.51 показано расположение выводов и приведен пример включения ИС MAX402/03 в качестве однополупериодного выпрямителя. ИС MAX402 имеет максимальную скорость нарастания выходного напряжения 5 В/мкс, ширину полосы пропускания 1,4 МГц и ток потребления 75 мкА. ИС MAX403 имеет максимальную скорость нарастания выходного напряжения 25 В/мкс, ширину полосы пропускания 7 МГц, ток потребления 375 мкА. Оба ОУ имеют стабильные характеристики при единичном усилении, могут питаться от напряжения в диапазоне ±3...±5 В либо от однополярного источника питания в диапазоне напряжений +6...+10 В. На рис. 6.52 показана схема балансировки нуля. («Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 3-15, 3-21.)

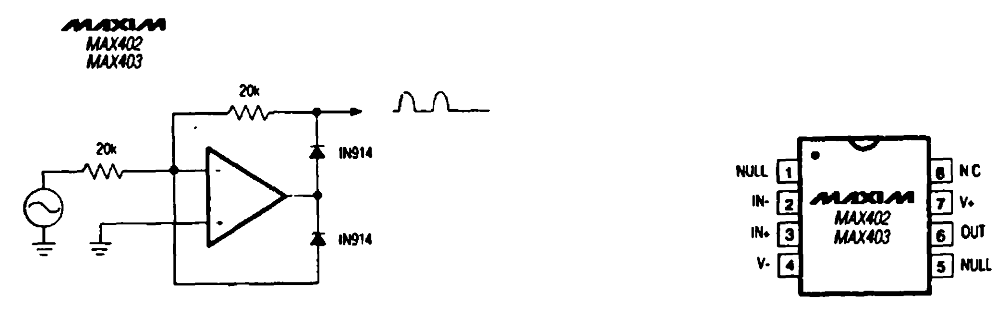


Рис. 6.51. Однополупериодный выпрямитель

Примечание к рис. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

6.4.8. Сверхбыстродействующий компаратор с ЭСЛ выходом и управляемым режимом выборки-хранения

На рис. 6.53 приведена ИС MAX9687, используемая в качестве быстродействующего (600 МГц) выходного компаратора с режимом выборки-хранения. Входы

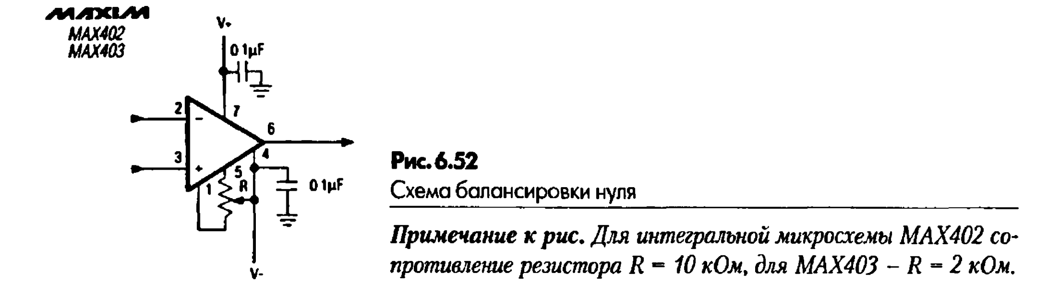


Рис. 6.52
Схема балансировки нуля

Примечание к рис. *Для интегральной микросхемы MAX402 сопротивление резистора R = 10 кОм, для MAX403 – R = 2 кОм.*

разрешения выборки-хранения могут управляться от стандартной логической схемы с эмиттерными связями. Если на входе LE присутствует сигнал высокого уровня, а на инверсном входе $\overline{LE}$ – низкого уровня, то компаратор работает в обычном режиме. Когда же на входе LE присутствует сигнал низкого уровня, а на $\overline{LE}$ – высокого, выходы компаратора устанавливаются в логические состояния, определяемые условиями на входе на момент переключения в режим хранения. Если функция выборки-хранения не используется, вход LE следует заземлить, а вход $\overline{LE}$ оставить неподключенным. Задержка прохождения сигнала переключения – 1,4 нс; время запоминания – 0,5 нс; длительность импульса разрешения выборки-хранения – 2,0 нс; напряжения источников питания – +5 В и –5,2 В. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-39.)

6.4.9. Компаратор с ЭСЛ выходом

Схема, представленная на рис. 6.54, по своим функциям аналогична приведенной на рис. 6.53, но в ней отсутствует режим хранения. Задержка времени прохождения сигнала составляет 1,3 нс. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-41.)

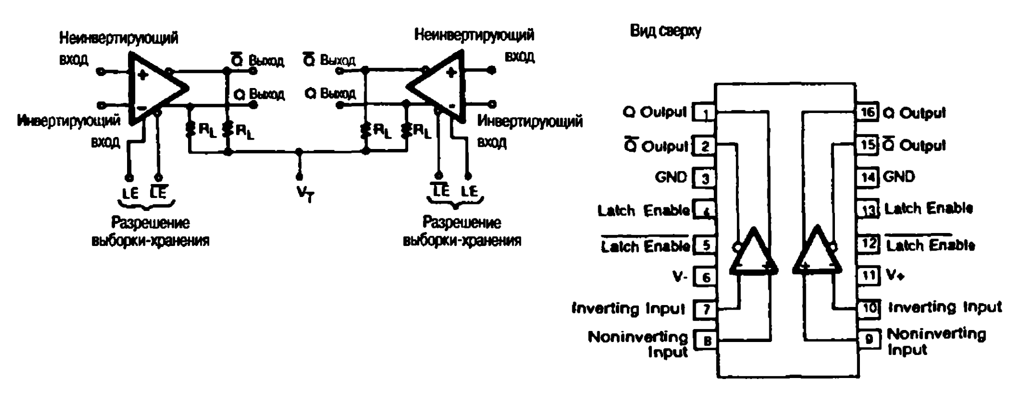


Рис. 6.53. Сверхбыстродействующий компаратор с ЭСЛ выходом и управляемым режимом выборки-хранения

Примечание к рис. *Выходами ИС являются открытые эмиттеры, к которым должны подключаться внешние токозадающие резисторы. Сопротивление резисторов варьируется от 50 до 200 Ом при подключении к напряжению –2,0 В или от 240 Ом до 2 кОм при подключении к напряжению –5,2 В. Расположение выводов интегральной микросхемы приведено для вида сверху.*

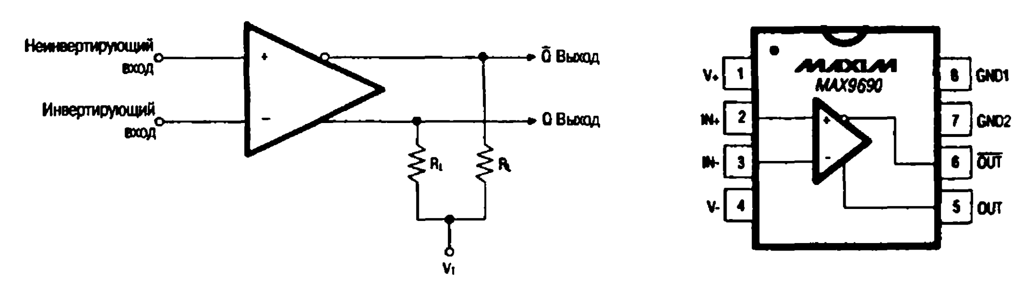


Рис. 6.54. Компаратор с ЭСЛ входом

Примечание к рис. Выходами ИС являются открытые эмиттеры, к которым должны подключаться внешние токозадающие резисторы. Сопротивление резисторов варьируется от 50 до 200 Ом при подключении к напряжению −2,0 В или от 240 Ом до 2 кОм при подключении к напряжению −5,2 В.

6.4.10. Широкополосный быстродействующий ОУ с мультиплексным входом

На рис. 6.55 приведен пример использования ИС BB3554/MX3554 совместно с ИС MAX310 для передачи восьми каналов видеосигнала по одному кабелю. Скорость нарастания выходного сигнала ОУ составляет 1000 В/мкс; выходной ток ОУ достигает значения 100 мА при напряжениях питания ±10 В. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-43.)

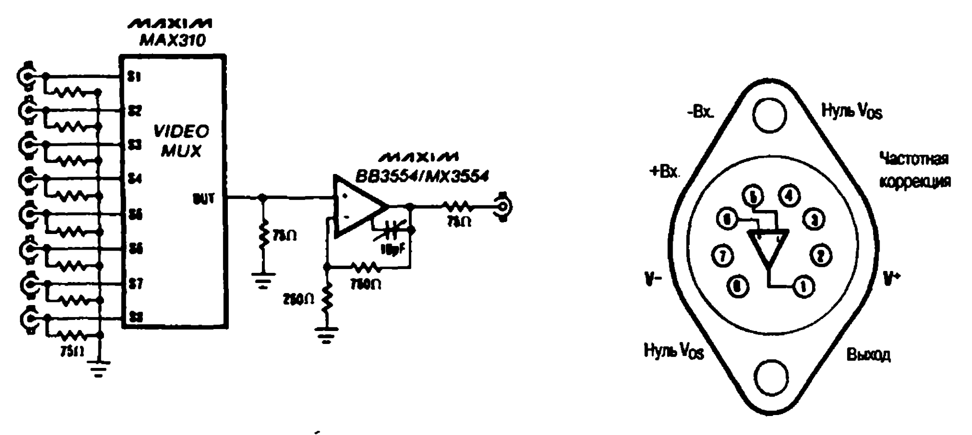


Рис. 6.55. Широкополосный быстродействующий ОУ с мультиплексным входом

Примечание к рис. Нет никаких внутренних соединений с корпусом; расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху.

6.4.11. Малошумящий быстродействующий измерительный усилитель

Схема, приведенная на рис. 6.56, аналогична представленной на рис. 6.45, за исключением характеристик ОУ. Для ИС LT1028 спектральная плотность шума на

частоте 1 кГц не превышает 1,1 нВ/Гц$^{1/2}$ (типичное значение 0,85 нВ/Гц$^{1/2}$), типичное значение на частоте 10 Гц – 1,0 нВ/Гц$^{1/2}$ и типичное значение размаха напряжения шума в диапазоне частот от 0,1 Гц до 10 Гц не превышает 35 нВ. Минимальное значение произведения полосы пропускания на усиление составляет 50 МГц; максимальная скорость нарастания выходного сигнала – не менее 10 В/мкс; максимальное напряжение смещения нуля – 40 мкВ; максимальный дрейф напряжения смещения – 0,8 В/°С. Минимальное значение коэффициента усиления по напряжению – 7 млн (7×10^6). («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-59.)

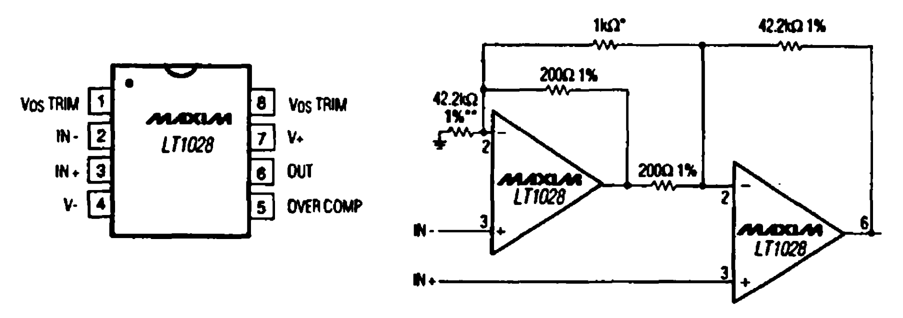


Рис. 6.56. Малошумящий быстродействующий измерительный усилитель на двух ОУ

Примечание к рис. Частота настройки максимума коэффициента ослабления синфазного сигнала – 100 Гц. Элементы схемы, помеченные одной и двумя звездочками, используются соответственно для подстройки усиления и коэффициента ослабления синфазного сигнала. Расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

6.4.12. Малошумящий микрофонный предусилитель

На рис. 6.57 представлена ИС OP27, используемая в качестве малошумящего микрофонного предусилителя. Входной уровень шума на частоте 1 кГц равен 3 нВ/(Гц)$^{1/2}$. ИС OP27 имеет произведение усиления на ширину полосы пропускания 8 МГц и максимальную скорость нарастания выходного сигнала 2,8 В/мкс. Для ИС OP37 произведение усиления на ширину полосы пропускания составляет 63 МГц, скорость нарастания выходного напряжения – 17 В/мкс. Входное напряжение смещения нуля – 10 мкВ, а его дрейф – 0,2 мкВ/°С; размах выходного сигнала равен ±10 В на нагрузке 600 Ом. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-67.)

6.4.13. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ

На рис. 6.58 изображена схема включения интегральной микросхемы OP90 в качестве двухполупериодного выпрямителя. Она аналогична приведенной на рис. 6.50, только для OP90 максимальное значение входного напряжения смещения нуля составляет 150 мкВ, что превышает соответствующий параметр для интегральной

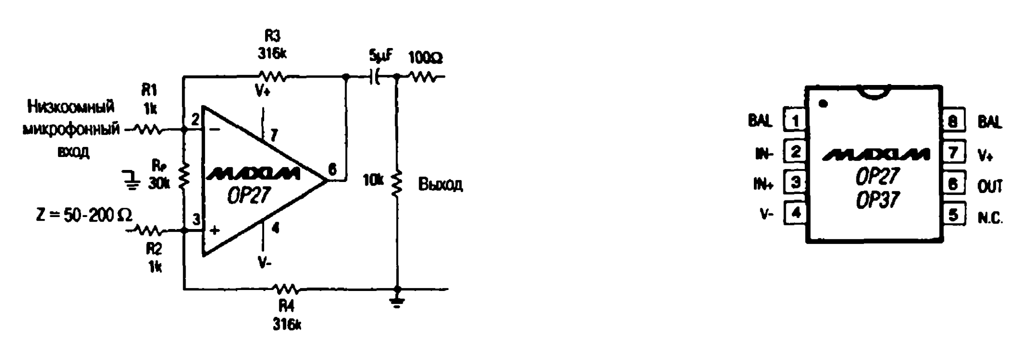


Рис. 6.57. Малошумящий микрофонный предусилитель

Примечание к рис. Расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус). На вход 2 подключен микрофон с низким импедансом, внутреннее сопротивление источника сигнала, подключенного ко входу 3, должно находиться в пределах 50–200 Ом; для сопротивлений (R1 – R4) должно выполняться соотношение R3 / R1 = R4 / R2.

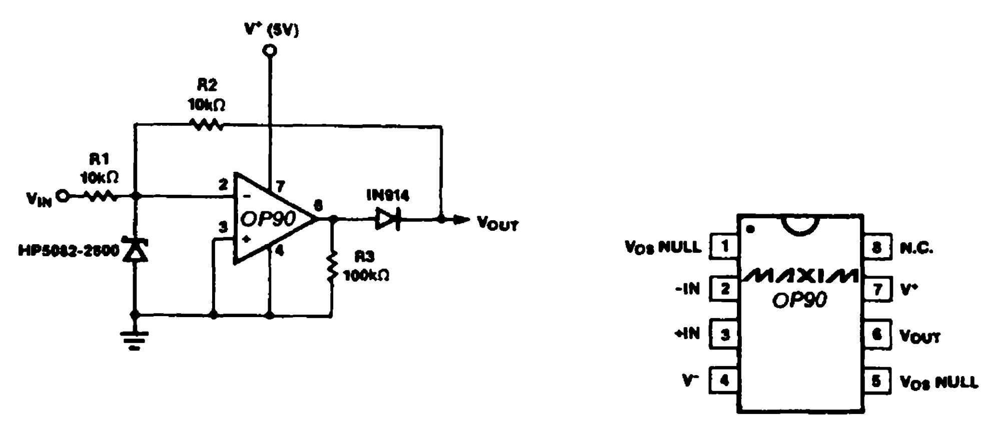


Рис. 6.58. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ

Примечание к рис. Расположение выводов микросхемы приведено для вида сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP/CERDIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

микросхемы MAX480 (70 мкВ). Входной ток смещения, входной ток сдвига и показатели дрейфа ИС OP90 имеют более высокие значения по сравнению с характеристиками ИС MAX480. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-69.)

6.4.14. Выносной датчик измерителя pH со встроенным усилителем

На рис. 6.59 приведена схема совместного использования ИС MAX406 и аналого-цифрового преобразователя (АЦП) MAX131 в приборе для измерения уровня pH (кислотности). Применение встроенного усилителя в датчике pH позволяет заменить дорогостоящий коаксиальный кабель с малыми потерями (который часто включают между выносным датчиком pH и измерительным блоком) обычным

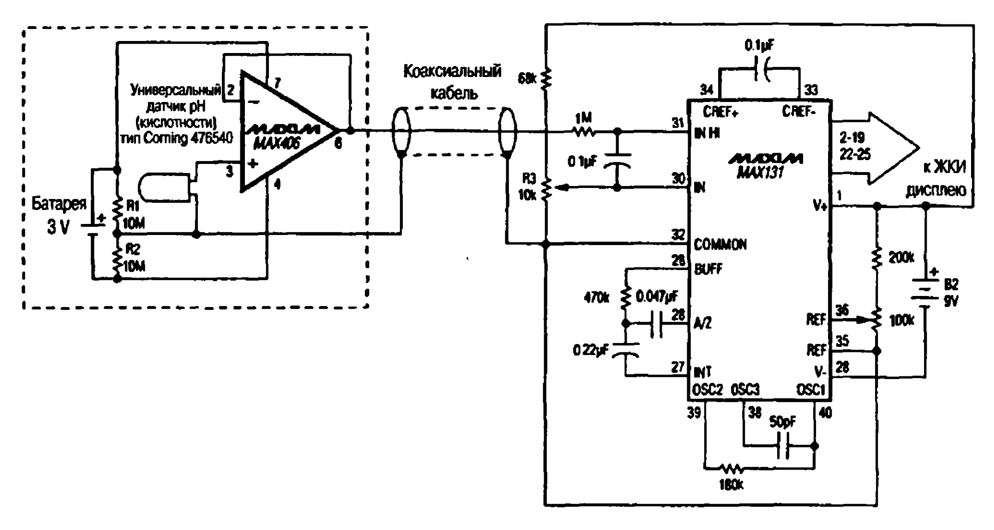


Рис. 6.59. Выносной датчик измерителя pH со встроенным усилителем

Примечание к рис. Все элементы встроенного усилителя, включая литиевую батарейку напряжением 3 В типа Duracell # DL1620, расположены в выносном корпусе вместе с датчиком pH фирмы CORNING 476540.

экранированным проводом. ИС MAX406 вместе с литиевой батарейкой размещена в корпусе выносного датчика. Его усиленный сигнал передается в измерительный прибор, содержащий АЦП, с помощью обычного экранированного провода. В большинстве случаев одной литиевой батарейки напряжением 3 В с избытком хватает на весь срок службы прибора. На рис. 6.60 приведена схема настройки входного напряжения смещения нуля, на рис. 6.61 – схема частотной коррекции, а на рис. 6.62 – расположение выводов ИС MAX406. Следует отметить, что частотная коррекция может понадобиться не во всех случаях применения данной схемы. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p.p. 3-5, 3-28, 3-29.)

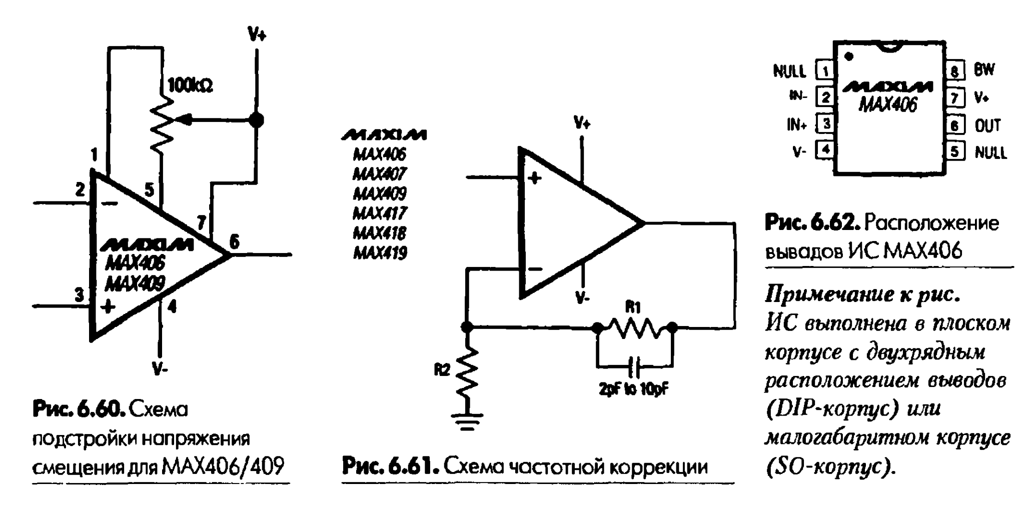


Рис. 6.60. Схема подстройки напряжения смещения для MAX406/409

Рис. 6.61. Схема частотной коррекции

Рис. 6.62. Расположение выводов ИС MAX406

Примечание к рис. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

6.4.15. 4-канальная схема выборки-хранения

На рис. 6.63 приведена схема, в которой две ИС MAX407 совместно с ИС MAX327 образуют четырехканальную схему выборки-хранения. Расположение выводов ИС MAX407 такое же, как на рис. 6.62. («Maxim New Releases Data Book», 1993, p. 3-30.)

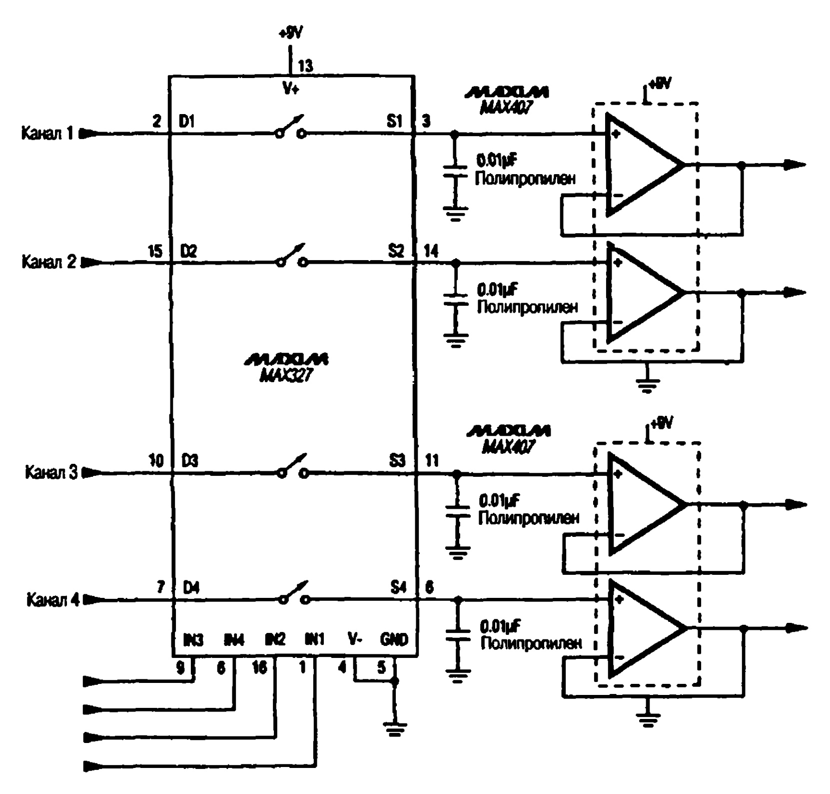


Рис. 6.63. Четырехканальная схема выборки-хранения

Примечание к рис. Типовое значение скорости спада напряжения при 25° С равно 50 мкВ/с. Типовое значение тока потребления при уровнях напряжения на логических входах от 0 до +9 В составляет 6 мкА. Все конденсаторы емкостью 0,01 мкФ имеют полипропиленовый диэлектрик.

6.4.16. Усилитель выносного датчика напряжение-ток с дистанционным питанием

На рис. 6.64 приведена схема простого двухпроводного подключения выносного датчика, питание на который подается непосредственно по сигнальным проводам. В датчике входное напряжение от нуля до 1 В управляет как ИС, так и n–p–n транзистором, который включен по схеме управляемого напряжением источника тока. Выходной ток, изменяющийся от нуля до 2 мА, по линии передачи, состоящей из витой пары проводов, поступает на приемный блок, в котором создает падение напряжения на измерительном резисторе R2. Результирующее напряжение усиливается второй ИС MAX406, на выходе которой вырабатывается сигнал относительно

«земли», изменяющийся от нуля до 1 В. Значения сопротивлений R1 и R2 должны быть тщательно подобраны. Питающий ток ИС MAX406 складывается с током сигнала, имеющим значение от нуля до 2 мА, создавая на выходе напряжение смещения величиной 500 мкВ. Это напряжение смещения, добавленное к входному напряжению смещения ИС MAX406, меняется при изменении температуры. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 3-29.)

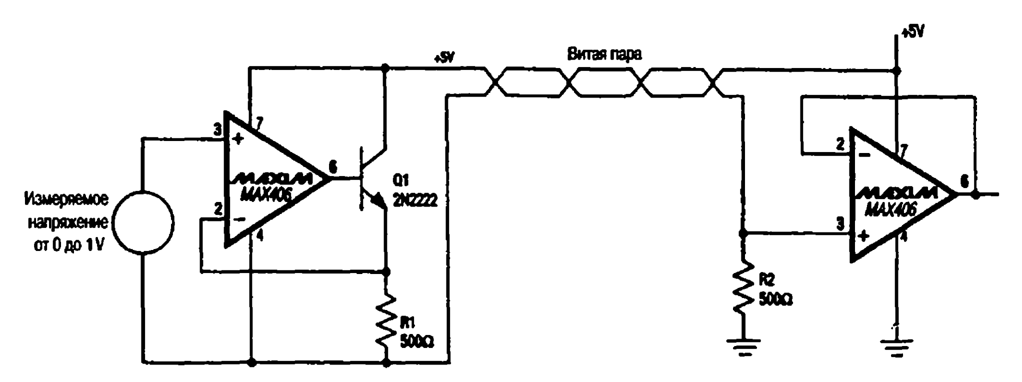


Рис. 6.64. Усилитель выносного датчика с дистанционным питанием

6.4.17. Источник отрицательного опорного напряжения -2,5 В

На рис. 6.65 приведена схема источника прецизионного опорного напряжения –2,5 В, собранного без использования внешних компонентов на базе ОУ MAX406, и интегрального источника напряжения с малым внутренним сопротивлением MAX872. В типичных ситуациях ИС MAX872 требует использования двух внешних резисторов. Максимальный ток потребления составляет 11 мкА. Источник выдает напряжение, практически не зависящее от нагрузки, не требует никакой коррекции в случае ее емкостного характера и не нуждается в каких-либо элементах для точной подстройки выходного напряжения. Напряжение питания положительной полярности может быть снижено до 1,1 В, а напряжения питания отрицательной полярности – до 2,7 В. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 3-31.)

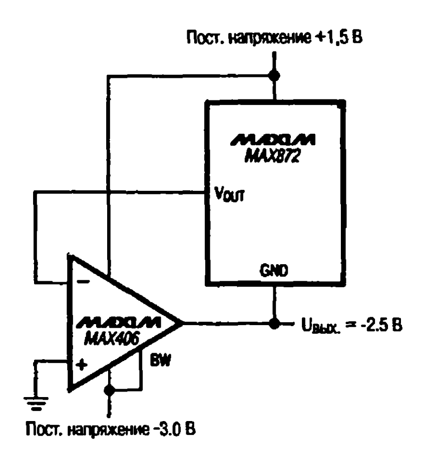


Рис. 6.65
Источник отрицательного опорного напряжения –2,5 В

Примечание к рис. Общий максимальный ток потребления не превышает 11 мкА.

6.4.18. Повторитель напряжения для емкостной нагрузки до 100 пФ

На рис. 6.66 показана принципиальная схема повторителя напряжения, работающего на емкостную нагрузку. На рис. 6.67 представлены осциллограммы входного и выходного сигналов. Расположение выводов микросхемы MAX412 см. на рис. 6.45. Данную схему лучше всего применять с емкостной нагрузкой до 100 пФ. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 3-41.)

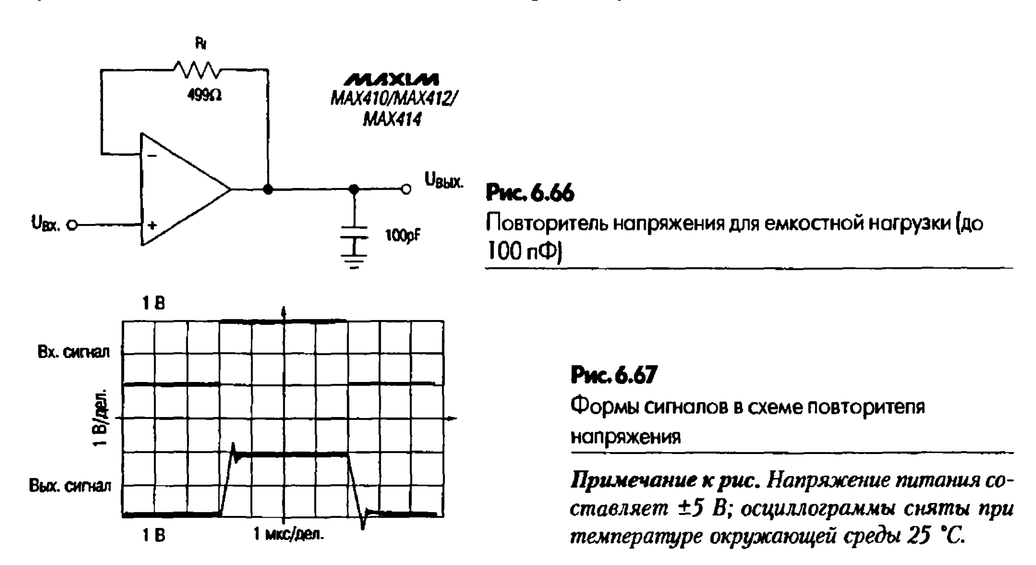


Рис. 6.66
Повторитель напряжения для емкостной нагрузки (до 100 пФ)

Рис. 6.67
Формы сигналов в схеме повторителя напряжения

Примечание к рис. *Напряжение питания составляет ±5 В; осциллограммы сняты при температуре окружающей среды 25 °С.*

6.4.19. Повторитель напряжения для емкостной нагрузки свыше 100 пФ

На рис. 6.68 приведена принципиальная схема повторителя напряжения для емкостной нагрузки свыше 100 пФ. На рис. 6.69 показаны осциллограммы входного и выходного сигналов (расположение выводов микросхемы MAX412 см. на рис. 6.45). Резистор R1 отделяет емкость нагрузки от выхода усилителя с целью предотвращения самовозбуждения. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 3-41.)

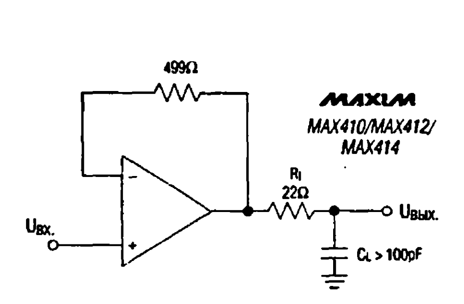


Рис. 6.68. Повторитель напряжения для емкостной нагрузки (свыше 100 пФ)

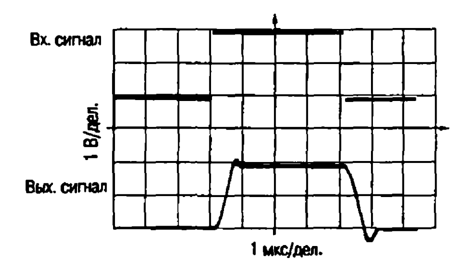


Рис. 6.69. Формы сигналов в схеме повторителя напряжения

Примечание к рис. *Напряжение питания составляет ±5 В; осциллограммы сняты при температуре окружающей среды 25 °С.*

6.4.20. Повторитель напряжения повышенной точности

На рис. 6.70 приведена схема повторителя напряжения повышенной точности для емкостной нагрузки 0,01 мкФ; расположение выводов ИС MAX412 показано на рис. 6.45. Цепь обратной связи, в которую входит развязывающий резистор R1, повышает точность и расширяет диапазон емкости подключаемой нагрузки. При емкостной нагрузке более 0,01 мкФ необходимо увеличить емкость C_F. На рис. 6.71 представлена схема подстройки смещения нуля, которую можно использовать в схемах, изображенных на рис. 6.66, 6.68 и 6.70. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 3-42.)

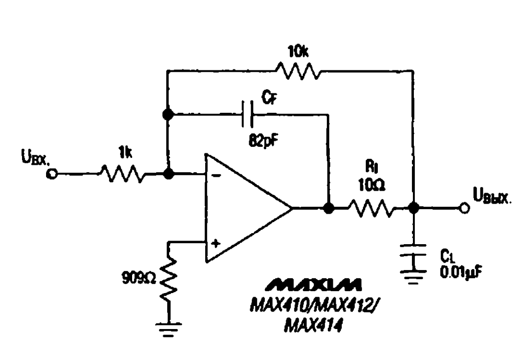


Рис. 6.70. Повторитель напряжения повышенной точности

Рис. 6.71. Схема регулировки смещения нуля ИС MAX410

6.4.21. Малошумящий прецизионный дифференциальный усилитель с высоким коэффициентом усиления

На рис. 6.72 приведен вариант использования ИС MAX427 в качестве дифференциального усилителя. Спектральная плотность шума в широкой полосе частот составляет 2,5 нВ/Гц$^{1/2}$, напряжение смещения нуля – менее 15 мкВ (типичное значение –

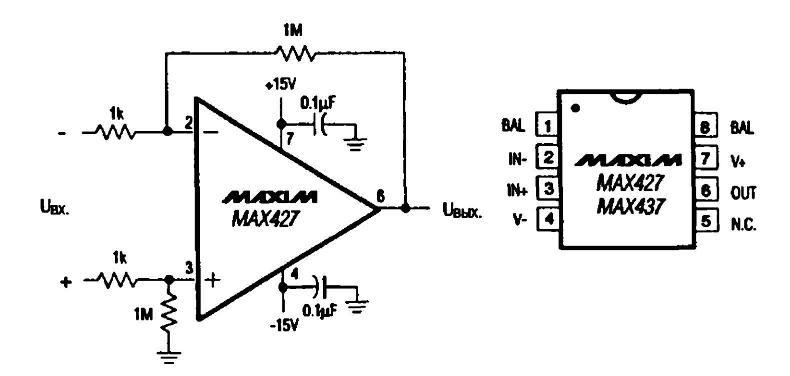


Рис. 6.72. Прецизионный малошумящий дифференциальный усилитель

Примечание к рис. Расположение выводов микросхемы (вид сверху). ИС выполнена в плоском металлическом корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

5 мкВ), а дрейф нуля – менее 0,8 мкВ/°С (типичное значение – 0,1 мкВ/°С). Коэффициент усиления по напряжению – 20 млн при нагрузке 2 кОм и выходном напряжении ±12 В и 12 млн при нагрузке 600 Ом и выходном напряжении ±10 В. ИС MAX427 стабильна при единичном усилении; произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания – 8 МГц, а скорость нарастания выходного напряжения – 2,5 В/мкс. ИС MAX437 без частотной коррекции имеет произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания 60 МГц, скорость нарастания выходного сигнала 15 В/мкс и сохраняет стабильность с подключенной цепью обратной связи при коэффициенте усиления не менее 5. Обе ИС могут питаться от источника двухполярного напряжения ±5 В. На рис. 6.73 и 6.74 представлены схемы измерения напряжения и тока шума. На рис. 6.75 и 6.76 показаны схемы подстройки напряжения смещения нуля ОУ, а на рис. 6.77 – типичная зависимость дрейфа напряжения смещения нуля во времени с момента включения усилителя. На рис. 6.78–6.81 приведены зависимости спектральной плотности и напряжения шума от частоты. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 3-45.)

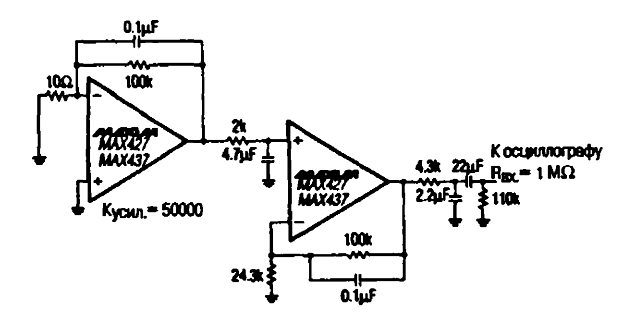


Рис. 6.73
Схема измерения напряжения шума в полосе 0,1–10 Гц

Примечание к рис. *Все указанные значения емкости относятся только к неполярным конденсаторам. Входное сопротивление осциллографа R_{BX} = 1 МОм, усиление ×1.*

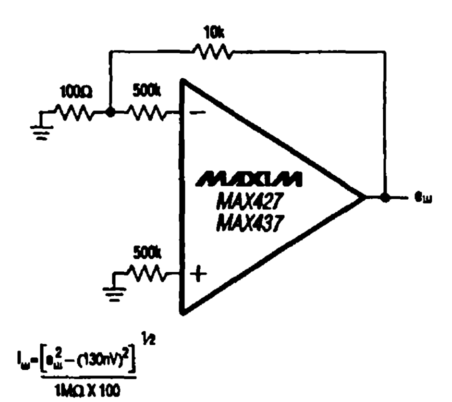


Рис. 6.74. Схема измерения тока шума

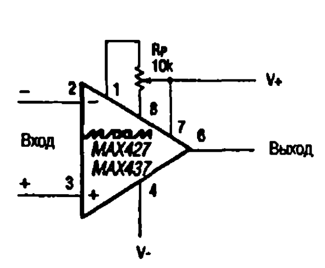


Рис. 6.75. Схема регулировки напряжения смещения

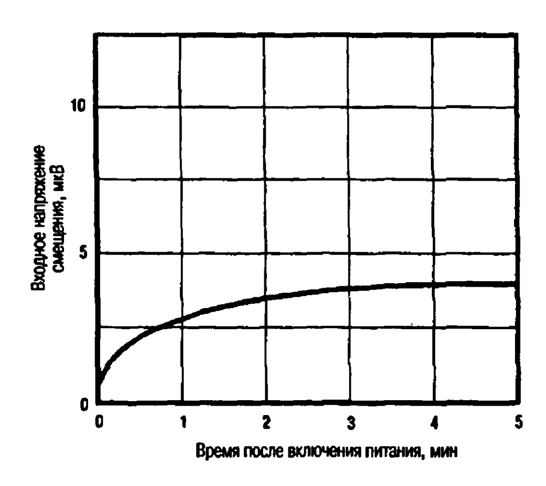


Рис. 6.77. Временной дрейф напряжения смещения нуля

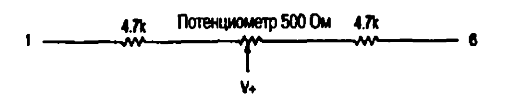


Рис. 6.76. Вариант схемы подстройки напряжения смещения

Примечание к рис. *Зависимость получена при температуре окружающей среды +25 °С и напряжении питания ±15 В.*

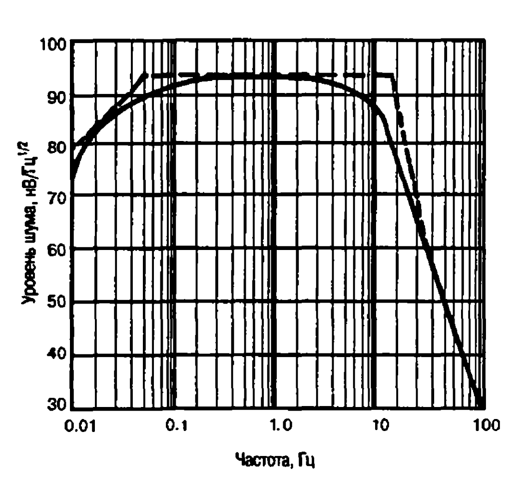


Рис. 6.78. Зависимость уровня шума от частоты

Примечание к рис. *Длительность проведения испытаний более 10 с накладывает определенные ограничения на коэффициент усиления на низких (менее 0,1 Гц) частотах.*

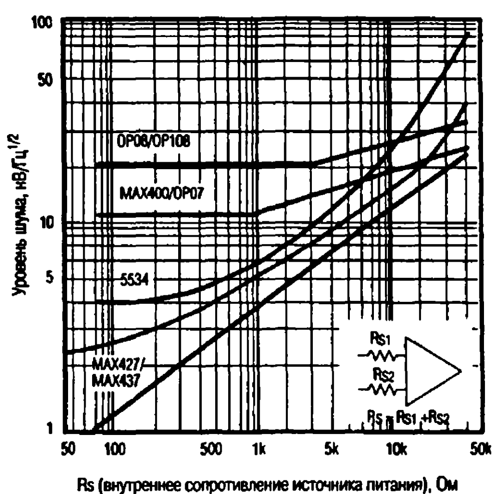


Рис. 6.79. Зависимость уровня шума от сопротивления входных резисторов

Примечание к рис. *Результаты получены при температуре окружающей среды +25 °С и напряжении питания ±15 В и относятся только к шуму резисторов.*

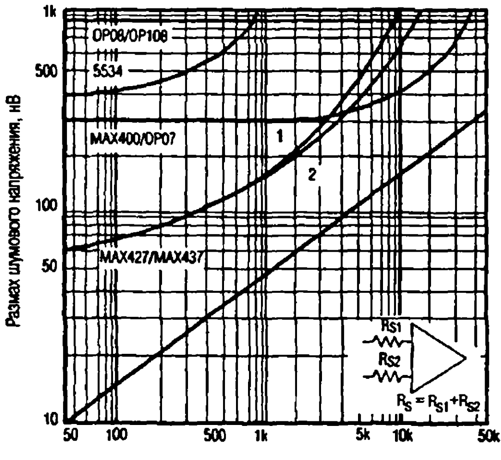


Рис. 6.80

Зависимость напряжения шума (размаха) от сопротивления входных резисторов в полосе 0,1–10 Гц

Примечание к рис. Результаты получены при напряжении питания ±15 В и относятся только к шуму резисторов. Зависимость 1: величина сопротивления R_S не согласована, то есть R_S = R_{S1} = 10 кОм, R_{S2} = 0. Зависимость 2: величина сопротивления R_S согласована, то есть R_S = 10 кОм, R_{S1} = R_{S2} = 5 кОм.

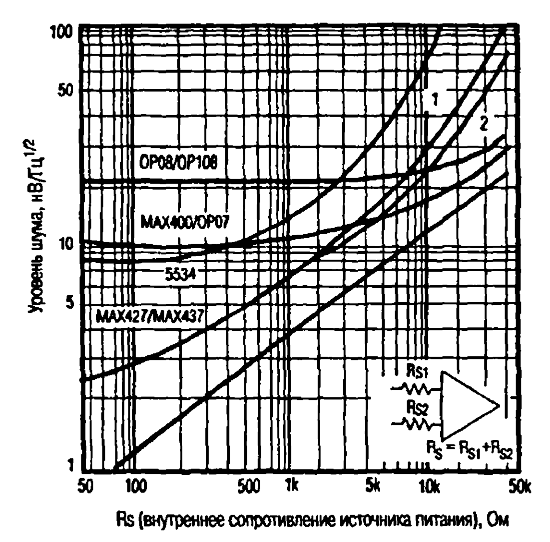


Рис. 6.81

Зависимость уровня шума на частоте 10 Гц от сопротивления входных резисторов

Примечание к рис. Результаты получены при температуре окружающей среды +25 °С и напряжении питания ±15 В и относятся только к шуму резисторов. Зависимость 1: величина сопротивления R_S не согласована, то есть R_S = R_{S1} = 10 кОм, R_{S2} = 0. Зависимость 2: величина сопротивления R_S согласована, то есть R_S = 10 кОм, R_{S1} = R_{S2} = 5 кОм.

6.4.22. Дифференциальные усилители с однополярным питанием

На рис. 6.82 представлена схема включения ИС MAX478 в качестве дифференциального усилителя с регулируемым коэффициентом усиления. На рис. 6.83 приведена схема включения ИС MAX479 в качестве дифференциального измерительного усилителя. Обе схемы могут питаться от однополярного источника питания с напряжением от 3 до 5 В. Максимальный ток потребления составляет 17 мкА на один усилитель; максимальное значение напряжения смещения – 70 мкВ; максимальное значение дрейфа входного напряжения смещения – 2,2 мкВ/°С (типичное значение – 0,5 мкВ/°С); максимальное значение входного тока смещения – 250 пА. («Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 3-59, 3-69.)

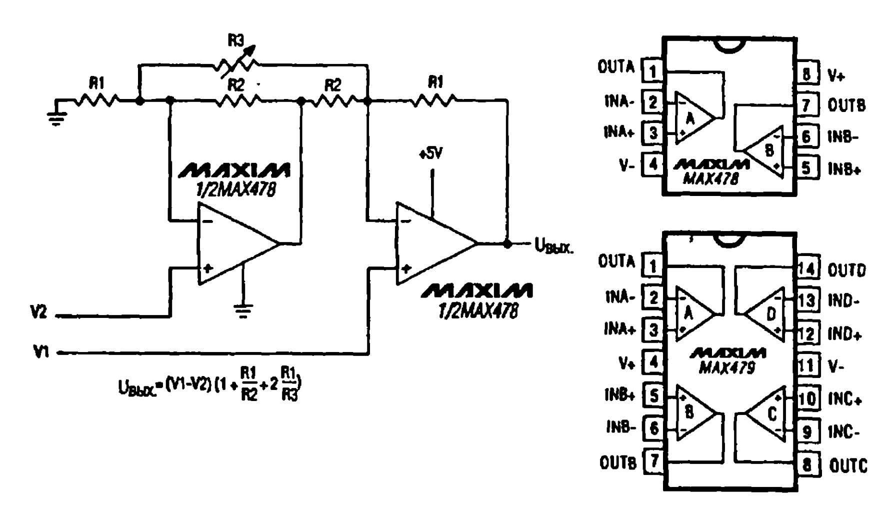


Рис. 6.82. Дифференциальный усилитель с регулируемым коэффициентом усиления, высоким входным импедансом и микропотреблением

Примечание к рис. Расположение выводов микросхем приведено для вида сверху. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).

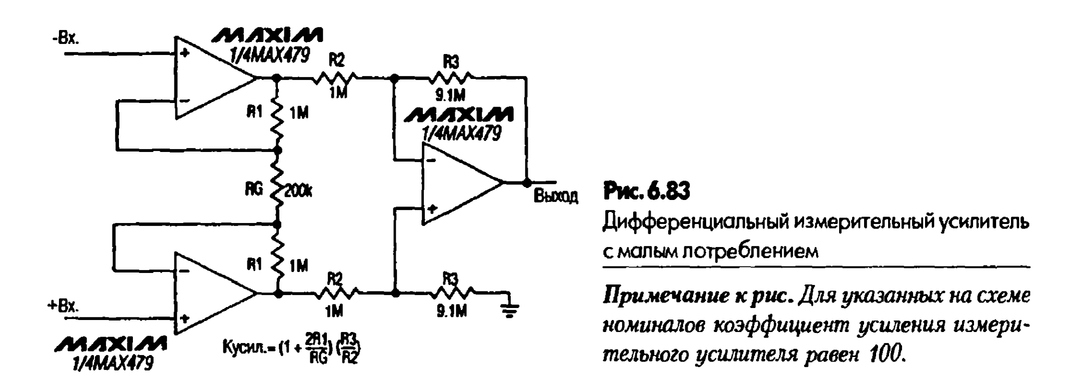


Рис. 6.83
Дифференциальный измерительный усилитель с малым потреблением

Примечание к рис. Для указанных на схеме номиналов коэффициент усиления измерительного усилителя равен 100.

6.4.23. Согласующее устройство для низковольтного АЦП

На рис. 6.84 представлен вариант использования ИС MAX495/492/494 для согласования входного сигнала с низковольтным АЦП MAX187. ИС MAX495 может работать от однополярного (с напряжением от +2,7 до +6 В) и от двухполярного (напряжение от ±1,35 до ±3 В) источника питания. Каждый ОУ потребляет менее 150 мкА, но может питать нагрузку с сопротивлением 1 кОм. Уровень шума составляет 25 нВ/Гц$^{1/2}$; напряжение смещения – 120 мкВ; произведение ширины полосы пропускания на коэффициент усиления – 500 кГц. Расположение выводов микросхемы MAX494 приведено на рис. 6.85. («Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 3-23, 3-37.)

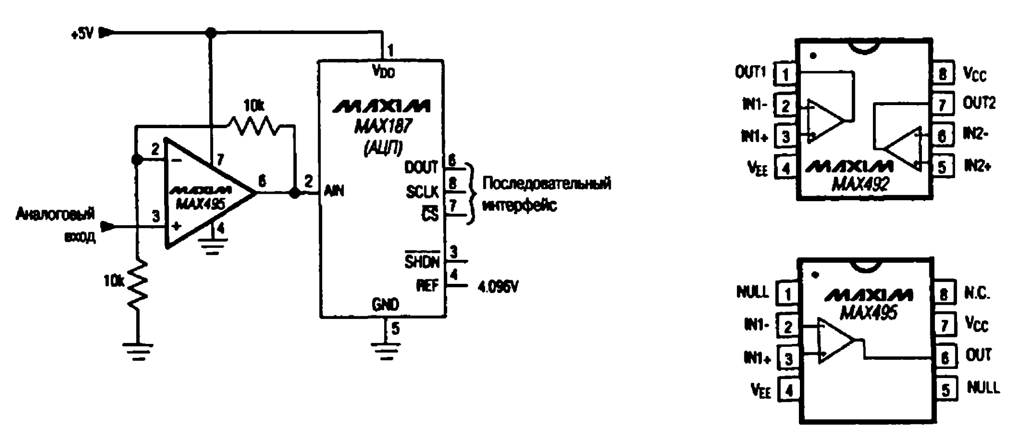


Рис. 6.84. Согласующее устройство для низковольтного АЦП

Примечание к рис. *ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус). ИС MAX495 выпускается в корпусе μMAX.*

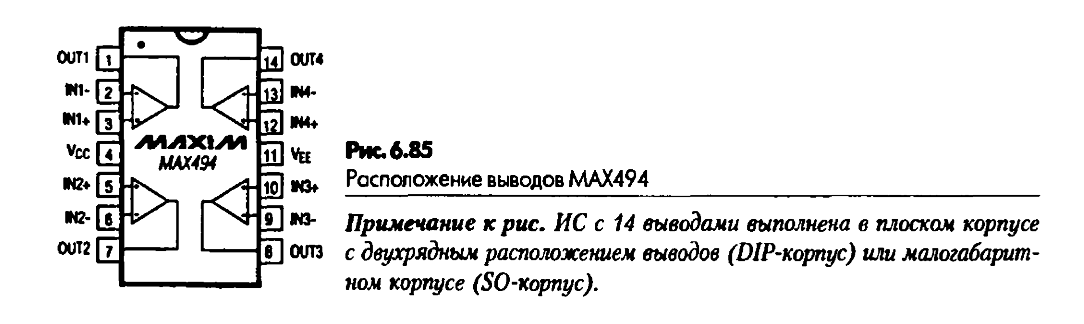


Рис. 6.85
Расположение выводов MAX494

Примечание к рис. *ИС с 14 выводами выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

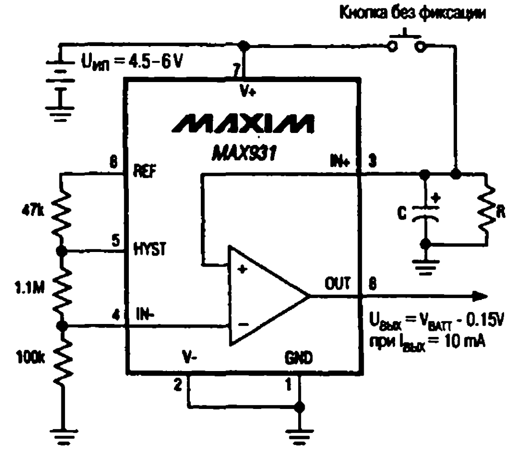


Рис. 6.86
Источник питания с автоматическим выключением через заданное время

Примечание к рис. *Напряжение внешнего источника питания $U_{ИП}$ может варьироваться от 4,5 до 6,0 В. Для включения схемы используется кнопка без фиксации.*

6.4.24. Источник питания с автоматическим выключением через заданное время

На рис. 6.86 показано использование интегрального компаратора MAX931 в качестве источника питания с током нагрузки до 40 мА и со схемой автоматического сброса выходного напряжения через заданное время после включения. Выход компаратора является выходом источника питания. При токе нагрузки 10 мА выходное напряжение на 0,15 В ниже номинального (U_{BATT} – 0,15 В), в режиме ожидания (покоя) ток потребления схемы составляет всего 3,5 мкА. При указанных номиналах резисторов делитель опорного напряжения задает гистерезис ±50 мВ и напряжение 100 мВ на входе (IN–), при этом разность потенциалов, которую должно пройти спадающее напряжение на входе (IN+) до момента срабатывания компаратора, составляет примерно 50 мВ. Постоянная времени RC-цепи определяет длительность подачи питающего напряжения на выход (вывод 8) от момента включения схемы и перехода компаратора в рабочее состояние до момента возврата компаратора в исходное нулевое состояние и выключения питания. Приблизительная величина периода (в секундах) может быть определена по формуле: R × C × 4,6. Например: 2 МОм × 10 мкФ × 4,6 = 92 с. («Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 3-23, 3-57.)

6.4.25. Детектор с окном

На рис. 6.87 изображена двухкомпараторная ИС MAX993 в схеме детектора с окном (двухпорогового дискриминатора). Для приведенных значений пороговых напряжений (5,5 В – верхний предел и 4,5 В – нижний) величины сопротивлений резисторов R_1, R_2 и R_3 составляют 249, 61,9 кОм и 1 МОм соответственно. Проверить эти значения можно с помощью следующих соотношений ($U_{ВЕРХ}$ – верхнее, а $U_{НИЖ}$ – нижнее пороговое напряжение):

$$U_{ВЕРХ} = (U_{REF} + U_H) \times \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} = 5{,}474 В;$$

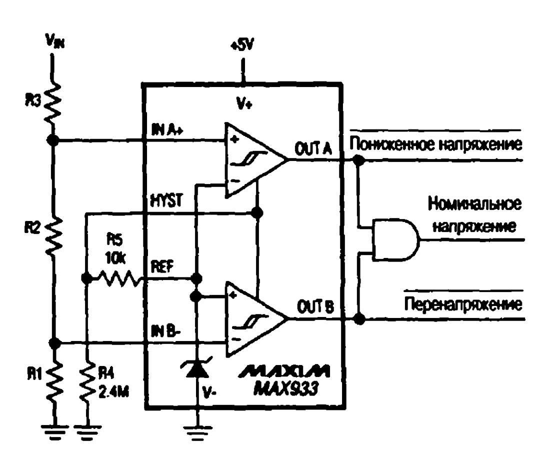


Рис. 6.87
Детектор с окном

Примечание к рис. Верхнее пороговое напряжение $U_{ВЕРХ}$ = 5,5 В, нижнее пороговое напряжение $U_{НИЖ}$ = 4,5 В.

$$U_{НИЖ} = (U_{REF} + U_{H}) \times \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2} = 4{,}484 В,$$

а напряжение гистерезиса $U_H = U_{REF} \times \frac{R_5}{R_4}$.

Опорное напряжение $U_{REF} = 1{,}182$ В.

Иные пороговые значения могут быть заданы подбором номиналов сопротивлений R_1, R_2 и R_3 в соответствии с вышеприведенными соотношениями. («Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 3-57.)

6.4.26. Одношкальный индикатор на светодиодах

На рис. 6.88 показано применение ИС MAX934 в схеме многопорогового детектора для простого 4-уровневого одношкального индикатора на светоизлучающих диодах. Максимальное значение порогового уровня входного напряжения в вольтах (все светодиоды включены) задается соотношением: $U_{ВХ} = (R_1 + R_2) / R_1$. Значения остальных пороговых уровней составляют соответственно 3/4, 1/2 и 1/4 от полной шкалы. Резисторы, подключенные к выходам микросхемы, предназначены для ограничения тока светодиодов. («Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 3-58.)

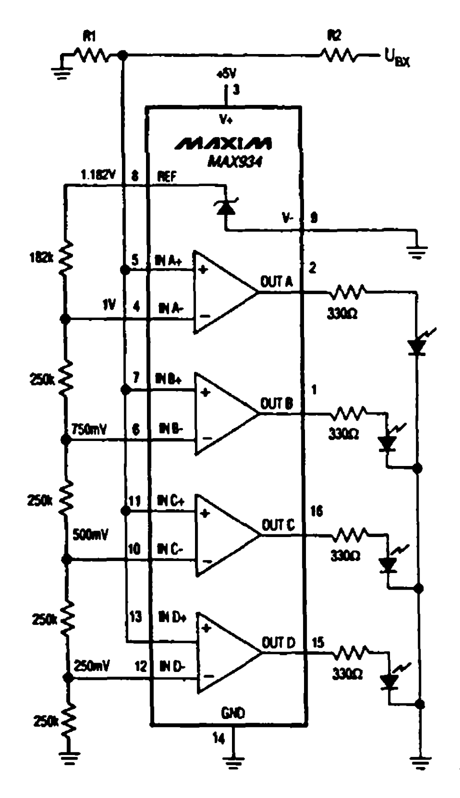


Рис. 6.88

Одношкальный индикатор на светодиодах

6.4.27. Простой линейный приемопередатчик

На рис. 6.89 приведена схема простого линейного приемопередатчика на базе интегрального компаратора MAX941. Выходной сигнал схемы имеет строго прямоугольную форму, а его частота равна частоте входного сигнала. Амплитуда выходного сигнала равна V+. Расположение выводов микросхемы представлено на рис. 6.90. («Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 3-61, 3-69.)

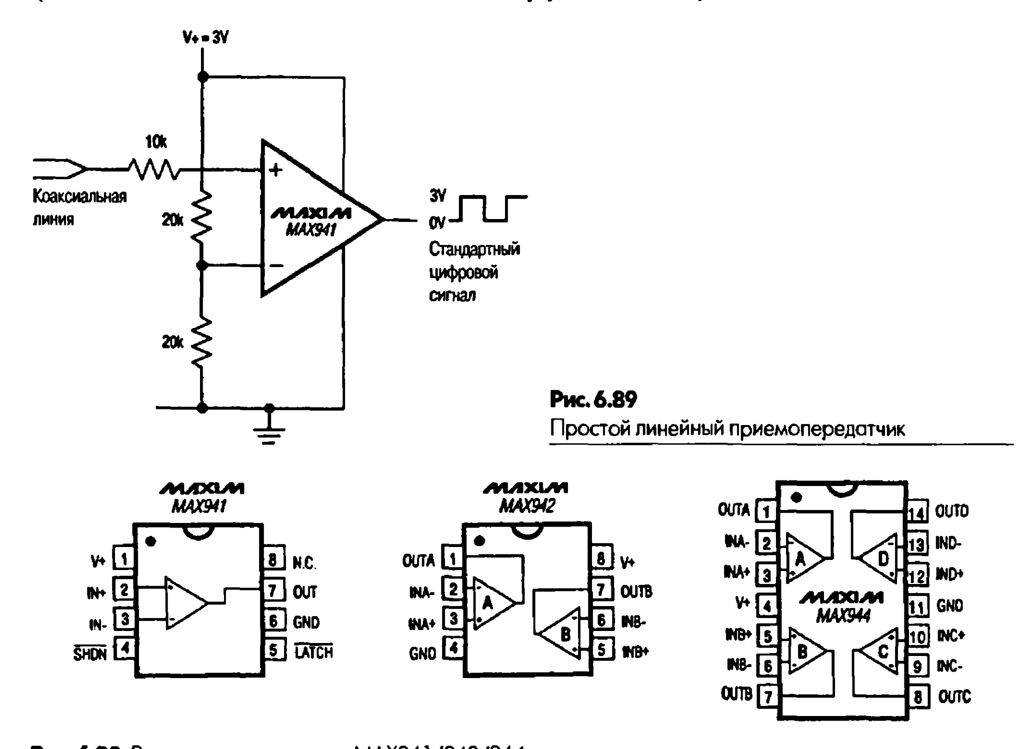


Рис. 6.89
Простой линейный приемопередатчик

Рис. 6.90. Расположение выводов MAX941/942/944

Примечание к рис. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или малогабаритном корпусе (SO-корпус). ИС MAX941 выпускается также в корпусе μMAX.

6.4.28. Пороговый детектор с цифровым управлением

На рис. 6.91 приведен вариант использования компаратора MAX941 совместно с ЦАП MAX512 в схеме порогового детектора, управляемого цифровыми кодом. Контролируемый аналоговый сигнал подается непосредственно на инвертирующий вход ИС MAX941. Значение порогового напряжения задается выходным сигналом ЦАП, поступающим на неинвертирующий вход компаратора. Выходной сигнал ЦАП определяется кодом, поступившим на его последовательный вход. Текущее значение порога задается восемью битами, поступившими за последние восемь тактов, то есть зависит от текущего состояния последовательного входа ЦАП. («Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 3-69.)

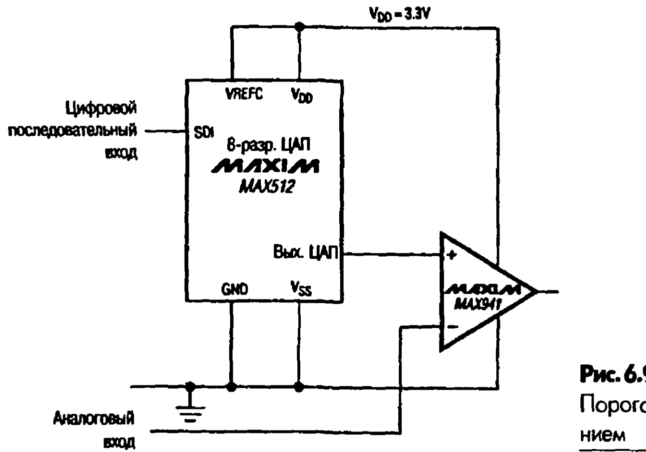


Рис. 6.91
Пороговый детектор с цифровым управлением

7. СХЕМЫ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

При изложении материала этой главы подразумевалось, что читатель знаком с основными понятиями и принципами действия источников питания и стабилизаторов, такими как выпрямительные диоды, импульсные источники и стабилизаторы, преобразователи, регуляторы и т.п., а также с основными приемами проверки источников питания и методами поиска неисправностей. Для ознакомления с темой можно рекомендовать следующие книги: J. Lenk «Simplified Design of Switching Power Supplies» и «Simplified Design of Linear Power Supplies», опубликованные в издательстве Butterworth-Heinemann.

7.1. Методы проверки источников питания и стабилизаторов

В данном разделе приводятся основные методы проверки, применяемые для всех типов источников питания и стабилизаторов, как совсем простые, так и более сложные. Если схема благополучно прошла все тесты, описанные в книге, значит, она полностью пригодна для применения. Если результаты проверки не соответствуют стандартным требованиям, то они могут послужить основой для определения причин неисправности.

7.1.1. Методика тестирования

Главная функция любого автономного источника питания – преобразование переменного тока в постоянный. В преобразователях постоянного тока он преобразуется в аналогичный, но с другим напряжением (как правило, большим, но иногда и меньшим). Работоспособность источника питания проверяется измерением выходного напряжения. Естественно, для более детальной проверки источника питания оно должно измеряться с нагрузкой, без нагрузки, а также с частичной нагрузкой.

Если выходное напряжение источника питания при полной нагрузке соответствует указанному в паспорте, то его основная функция выполняется. Однако, как показывает опыт, полезно дополнительно проверить коэффициент стабилизации

напряжения источника питания, внутреннее сопротивление и амплитуду пульсаций выходного напряжения.

Проверка выходного напряжения

На рис. 7.1 приведена принципиальная схема проверки источника питания. Схема предусматривает проверку источника питания без нагрузки, с половинной нагрузкой и полной нагрузкой (в зависимости от положения переключателя S1). Когда переключатель S1 находится в положении 1, нагрузка к выходу источника питания не подключена. В положениях 2 и 3 подключается нагрузка, равная соответственно половине и полному номинальному значению нагрузки источника питания.

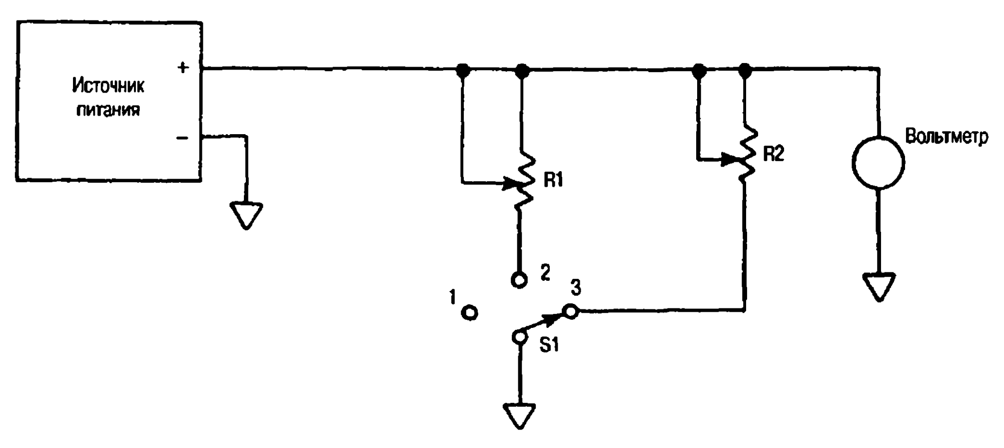


Рис. 7.1. Базовая схема проверки источника питания

Для расчета величины сопротивления нагрузки R1 или R2, которая определяется выходным напряжением E и максимальным (либо половинным) значением тока нагрузки I, необходимо воспользоваться законом Ома: R = E / I. Например, если источник питания рассчитан на выходное напряжение 5 В и ток 500 мА (0,5 А), то величина R2 = 5 / 0,5 = 10 Ом (полная номинальная нагрузка). Для нагрузки, равной половине номинальной, R1 = 5 / 0,25 = 20 Ом.

Если необходимо проверить несколько источников питания, целесообразно иметь переменную нагрузку, значение которой выбирается исходя из условий проверки источника питания; величина сопротивления нагрузки заранее измеряется омметром. Резисторы не должны иметь индуктивной составляющей полного сопротивления (нельзя использовать проволочные резисторы) и должны обладать достаточной мощностью рассеяния, чтобы не перегреваться. Так, если использовать значения R1 и R2 из предыдущего примера, выделяющаяся на резисторе R1 мощность составит 5 × 0,5 = 2,5 Вт (то есть следует использовать резистор с мощностью рассеяния не менее 5 Вт), а для R2 мощность рассеяния составит 5 × 0,25 = 1,25 Вт (необходим резистор с мощностью рассеяния 2 Вт).

Для проведения проверки требуется:

1. Выполнить соединения в соответствии со схемой на рис. 7.1.
2. Установить необходимые значения сопротивлений R1 и R2.

3. Включить источник питания. Установить правильную величину входного напряжения, используя его промежуточное значение (если не оговорено обратное). Например, входное напряжение для обычного импульсного стабилизатора питания составляет 4–20 В. Для проверки нагрузочных характеристик и линейности стабилизации следует использовать входные напряжения 5,8–15 В. При проверке преобразователей постоянного тока требуется автономный регулируемый источник входного напряжения. (Пример такого источника приведен на рис. 7.2.) Для источников питания, выполненных в виде автономных блоков, необходимое значение входного напряжения можно установить с помощью регулируемого автотрансформатора. При выполнении ряда тестов в качестве источника можно использовать девятивольтовую батарею для задания напряжения примерно в середине нужного диапазона.
4. Измерить выходное напряжение при каждом положении переключателя S1.
5. Затем, используя закон Ома, нужно рассчитать токи для положений 2 и 3 переключателя S1. Например, если R1 = 20 Ом, а вольтметр зафиксировал выходное напряжение 4,8 В в положении 2 переключателя S1, ток нагрузки составит 4,8 / 20 = 0,24 А, или 240 мА. Если выходное напряжение источника питания равно 5 В в положении 1 и снижается до 4,8 В в положении 2 переключателя, значит, источник питания не поддерживает номинального напряжения при полной нагрузке. Снижение выходного напряжения под нагрузкой означает либо неудачное проектирование разводки (для экспериментальных источников питания), либо неисправность отдельных элементов (рассмотрено в разделе поиска неисправностей).

Изменение выходной нагрузки

Изменение напряжения или тока стабилизированного источника питания при изменении нагрузки (иногда называемое эффектом влияния нагрузки или выходной нестабильности) обычно выражается в процентах и определяется так:

$$\text{Процент нестабильности} = \frac{(\text{напряжение без нагрузки}) - (\text{напряжение со 100\% нагрузкой})}{(\text{напряжение со 100\% нагрузкой})} \times 100.$$

Желательно низкое значение выходной нестабильности (процента нестабильности), так как в рассматриваемом случае эта вели чина указывает на малое изменение выходного напряжения при изменении нагрузки. Измерять выходную нестабильность нужно в следующем порядке:

1. Собрать схему в соответствии с рис. 7.1.
2. Установить сопротивление R2 равным полной (100%) нагрузке.
3. Включить питание. Измерить выходное напряжение в положении 1 (без нагрузки) и положении 3 (полная нагрузка).
4. Используя вышеприведенное соотношение, рассчитать выходную нестабильность. Например, если без нагрузки выходное напряжение равно 5 В, а при полной нагрузке – 4,999 В, то выходная нестабильность определяется следующим образом:

$$\frac{(5-4{,}999)}{4{,}999} \times 100 = 0{,}2\%.$$

Следует отметить, что значения выходной нестабильности, как правило, не очень хороши (то есть имеют высокое процентное значение), когда велико собственное внутреннее сопротивление источника питания.

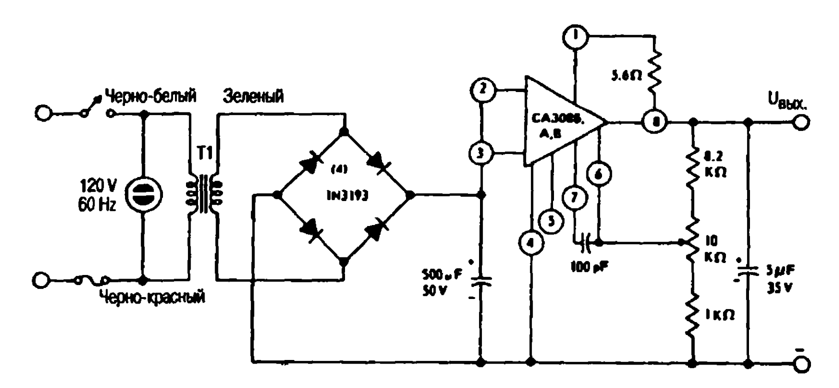


Рис. 7.2. Регулируемый автономный источник питания

Примечание к рис. Выходное напряжение регулируется от 3,5 до 20 В, выходной ток меняется от нуля до 90 мА. Выходная нестабильность равна 0,2% (по нагрузке и по питанию от сети). Уровень пульсаций при полной нагрузке не превышает 0,5 мВ. T1 – трансформатор STANCOR-TP3.

Нестабильность выходного напряжения, вызываемая нестабильностью сетевого питания

Нестабильность выходного напряжения из-за изменения напряжения сетевого питания (также известного в качестве эффекта сети, входной нестабильности, эффекта источника) обычно выражается в процентах изменения выходного напряжения и представляет максимально допустимое выходное напряжение (на данную нагрузку) при максимальном изменении входного напряжения. Например, источник питания спроектирован для работы от сети переменного тока с напряжением 110–120 В, при этом выходное постоянное напряжение должно быть равно 100 В. При первом измерении выходное напряжение на входе источника было равно 120 В, а при втором – 110 В. Если при двух измерениях нет никакой разницы в выходном напряжении, то его стабильность по входному напряжению идеальна (и, скорее всего, нереальна). Если же выходное напряжение изменилось на 1 В, то по отношению к 100 В изменение составило 1%. Действительное значение нестабильности по входному напряжению источника питания должно определяться при полной, половинной или иной, требуемой техническими условиями, величине нагрузки. Разумеется, входное напряжение нужно изменять стабилизатором или отдельным источником постоянного тока от минимального до максимально возможного и измерять прибором с высоким классом точности.

Внутреннее сопротивление источника питания

Внутреннее сопротивление источника питания определяется следующим соотношением:

$$\text{Внутреннее сопротивление} = \frac{(\text{напряжение без нагрузки}) - (\text{напряжение под 100\% нагрузкой})}{(\text{ток})}.$$

Предпочтительно минимальное значение внутреннего сопротивления, так как оно указывает на минимальное изменение выходного напряжения при изменении нагрузки. Выполнение измерений производится в следующем порядке:

1. Собрать схему в соответствии с рис. 7.1.
2. Установить необходимое по условиям проверки значение сопротивления R2.
3. Включить напряжение питания. Измерить значение выходного напряжения в положениях 1 (без нагрузки) и 3 (полная нагрузка) переключателя S1.
4. Рассчитать действительное значение тока в положении 3. Например, если сопротивление R2 составляет 10 Ом, а выходное напряжение в положении 3 переключателя S1 – 4,999 В (как и в предыдущем примере), то значение тока равно:

$$\frac{4{,}999}{10} = 0{,}499\,\text{А} = 499\,\text{мА}.$$

Используя полученные значения выходного напряжения без нагрузки и с полной нагрузкой и значение тока нагрузки, можно определить внутреннее сопротивление источника. Так, если выходное напряжение без нагрузки равно 5 В, напряжение с полной нагрузкой – 4,999 В и ток – 0,499 А, то внутреннее сопротивление составит:

$$\frac{(5-4{,}999)}{0{,}499} = 0{,}002\,\text{Ом}.$$

КПД

Коэффициент полезного действия обычно определяется в процентах и представляет собой отношение выходной мощности источника питания к входной (умноженное на 100 для выражения результата в процентах). Хотя расчеты очень просты, есть некоторые сложности в определении входного тока и измерении входного напряжения. При отсутствии амперметра для измерения входного тока необходимо использовать резистор, подключенный последовательно к входу источника питания. Затем следует измерить падение напряжения на этом резисторе (в вольтах) и рассчитать ток по закону Ома ($I = E / R$). При использовании резистора сопротивлением 1 Ом величина тока будет выражена в амперах, а сопротивлением 1000 Ом – в миллиамперах. Хотя в установившемся режиме входной ток большинства импульсных стабилизаторов на интегральных микросхемах невелик, начальный бросок тока при включении может оказаться достаточно большим.

Если предположить, что выходное напряжение с полной нагрузкой равно 4,999 В при токе нагрузки 15 мА, а входное напряжение – 4,5 В с входным током 20 мА, то входная потребляемая мощность составит 90 мВт ($4{,}5 \times 0{,}02$), а выходная

мощность – 75 мВт. Таким образом, КПД составит 83% (75 / 90). Такое значение типично для большинства схем импульсных стабилизаторов с батарейным питанием.

Пульсации выходного напряжения

В любых источниках питания независимо от качества стабилизации или фильтрации всегда присутствуют пульсации. Импульсные источники с батарейным питанием также имеют небольшую переменную составляющую выходного напряжения. Пульсации (независимо от их происхождения) можно измерить осциллографом или измерительным прибором. Обычно коэффициент, отражающий величину пульсации, вычисляется как отношение между величинами пульсации и полного выходного напряжения. Например, если пульсации составляют 0,03 В, а выходного напряжения – 5 В, то это отношение будет равно 0,03 / 5 = 0,006 (или 0,006 × 100 = 0,6%).

Методика выполнения измерений следующая:

1. Собрать схему в соответствии с рис. 7.1.
2. Установить необходимое по условиям проверки значение сопротивления R2. Измерение пульсаций обычно производится при полной (100%) нагрузке.
3. Подать напряжение. Измерить значение выходного постоянного напряжения в положении 3 (полная нагрузка) переключателя S1.
4. Установить переключатель измерительного прибора в положение измерения переменного тока. Любые показания прибора в этих условиях характеризуют напряжение пульсаций.
5. Найти значение коэффициента пульсаций (в процентах). Оно равно отношению двух напряжений (переменного напряжения пульсаций и постоянного выходного).
6. Существенной проблемой при оценке величины пульсации с помощью измерительного прибора может оказаться отличие формы пульсирующего сигнала от синусоидальной, так как большинство приборов отградуировано на измерение именно синусоидального сигнала. Поэтому более надежный способ измерения пульсаций – применение осциллографа (см. рис. 7.3), посредством которого можно определить амплитуду пиков.
7. Необходимо настроить развертку осциллографа для получения на экране одного или двух периодов напряжения пульсации. Следует помнить, что при двухполупериодном выпрямлении образуется два «горба» за период, а однополупериодное выпрямление дает один «горб».

Исследование формы пульсирующего сигнала в описанных ниже случаях помогает определить источник пульсаций в схеме источника питания:

- *при несбалансированности нагрузки плеч выпрямителя* (через один выпрямительный диод протекает больший ток, чем через другой) пульсации не равны по амплитуде;
- *если в источнике большой уровень шума или флуктуаций* (особенно при использовании стабилитронов), пульсации непостоянны по амплитуде и форме;

- *если изменяется частота пульсаций*, то частота источника переменного тока непостоянна (в импульсных источниках питания частота переключения варьируется);
- *если на выходе двухполупериодного выпрямителя наблюдается однополупериодное выпрямление*, то один из выпрямительных диодов не проводит ток.

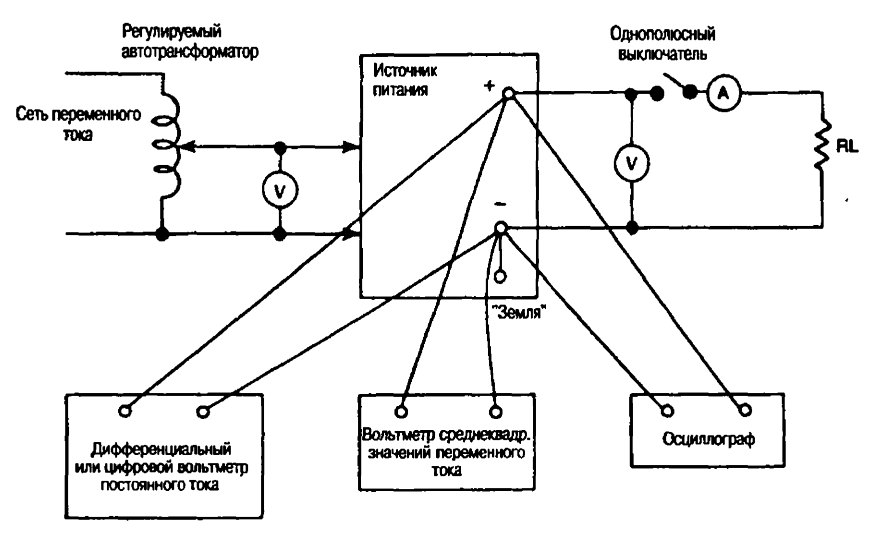


Рис. 7.3. Схема соединений для проверки параметров источников питания

7.1.2. Детальная проверка

Основных методов проверки, описанных выше, вполне достаточно для большинства случаев, встречающихся в любительской практике, хотя для проверки оборудования промышленного и исследовательского предназначения существует множество других способов.

На рис. 7.3 приведена схема соединений для проверки пяти наиболее важных параметров (рабочих характеристик) источника питания: влияния внешнего питания, нагрузки; гармонических и случайных искажений (ГИСИ), дрейфа и температурных коэффициентов. Помимо перечисленных существует ряд дополнительных измерений, в частности шумы и время переходных характеристик. Однако для этих целей необходимо сложное оснащение, особенно при проверках экспериментального или промышленного оборудования. Для более детального изучения методов проверки и измерений характеристик источников питания можно рекомендовать книгу J. Lenk, «Complete Guide to Electronic Power Supplies», 1990, Prentice-Hall.

Оборудование для выполнения измерений

Для выполнения тестовых измерений, описанных в этом разделе, понадобятся четыре прибора: регулируемый автотрансформатор, дифференциальный или цифровой вольтметр переменного тока, обычный вольтметр переменного тока и осциллограф.

Естественно, для проверки источников, работающих от батареи, нужен регулируемый источник постоянного тока (см. рис. 7.2).

Использование отдельного источника питания, возможно, приведет к определенным проблемам. Наличие в нем пульсаций или флуктуаций напряжения может повлиять на проверяемый источник питания и исказить результаты проверки. Эта ситуация легко исправляется заменой внешнего источника питания батареей с тем же напряжением. Если пульсации или другие флуктуации сохраняются, то неисправен проверяемый источник питания.

Необходимо убедиться, что автотрансформатор или регулируемый источник постоянного напряжения (для проверяемых источников с батарейным питанием) рассчитан на достаточную нагрузку по току. В противном случае напряжение, поступающее от него на вход проверяемого источника, может иметь значительные искажения, вследствие чего условия (и результаты) работы цепей выпрямления или стабилизации будут сильно отличаться от номинальных.

Точность измерения вольтметра постоянного тока должна быть до 1 мВ или выше, чувствительность осциллографа – не менее 100 мкВ/см, а ширина полосы пропускания – не менее 10 МГц. Желательно, чтобы и осциллограф, и вольтметр имели приспособление для измерения тока (типа токового шунта, предпочтительно с зажимами), поскольку в импульсных источниках форма тока на экране осциллографа часто помогает определить причину неисправности (как будет показано ниже). В цепях импульсных источников также могут оказаться полезными неэлектронные типы комбинированных приборов (ампервольтомметров), например классические Simpson 260 или Tripplet 630, поскольку цифровые и другие электронные устройства зачастую подвержены влиянию импульсных сигналов, генерируемых в проверяемых схемах.

Правильность подключения

Для получения правильных результатов все соединения должны быть постоянными и надежными (не рекомендуется использовать зажимы типа «крокодил» и т.п.), причем их следует выполнять к определенным местам источника. Использование проводов с зажимами на концах, как правило, приводит к ошибкам в измерениях. В этом случае к результатам измерений добавляется переходное сопротивление в точке контакта зажима. Применение зажимов даже для подключения нагрузки может вызвать погрешности измерений.

Подключение отдельными проводами

Каждый измерительный прибор должен подключаться к точкам измерения отдельной парой проводов (см. рис. 7.3). Такое подключение позволяет избежать воздействия едва уловимых эффектов взаимного влияния, которые могут проявиться между измерительными приборами (если только все их провода с нулевым потенциалом не подключены к выводу с низким импедансом на источнике питания). Для исключения влияния наводок необходимо использовать витую пару проводов или экранированный кабель.

Сопротивление нагрузки

Сопротивление нагрузки должно соответствовать возможностям источника и условиям проверки. Правильно подобранное сопротивление нагрузки обеспечивает проверку работы источника при максимально допустимых значениях выходного напряжения и тока нагрузки.

Помехи и наводки, влияние паразитных связей с «землей»

Необходимо тщательно проверять подключение всех соединений, чтобы избежать возможного влияния наводок и/или проблем из-за паразитных связей с «землей» (заземления в нескольких точках, особенно неверно выбранных). Простейший способ проверки – отключить источник и с помощью осциллографа убедиться в наличии или отсутствии нежелательных сигналов (особенно в диапазоне частот сетевого питания 50/60 Гц). При этом провода осциллографа должны быть подключены к выходным контактам источника. Затем следует подключить оба провода осциллографа к тому выводу (+ или –), который соединен с «землей», либо к общей точке. Если при этих измерениях с отключенным источником наблюдаются шумы, то, скорее всего, причина заключается в перекрестных помехах или эффекте влияния паразитной связи с «землей».

Подключение вольтметра переменного тока

Вольтметр переменного тока должен быть подключен как можно ближе к входным клеммам источника питания. В этом случае измеряемая величина представляет собой напряжение непосредственно на входе проверяемого источника без возможных погрешностей из-за падения напряжения в проводах, которыми источник питания подключается к сети. То же самое относится и к измерениям, выполняемым на входе батарейного источника. То есть необходимо проводить измерения постоянного входного напряжения на входных зажимах проверяемого источника, а не на выходных клеммах регулируемого стабилизатора или батарей.

Сетевые стабилизаторы

При проверке источников питания или при их эксплуатации нельзя использовать сетевые стабилизаторы, если только этот момент специально не оговорен для данного типа источника питания. Данное предостережение особенно важно при работе с импульсными источниками питания и стабилизаторами постоянного напряжения. Сетевой стабилизатор может внести существенные искажения в форму выходного сигнала импульсного источника и тем самым – постоянную погрешность в выходное напряжение.

7.1.3. Влияние источника питания

Этот способ заключается в том, что измерения выходного напряжения проводятся при изменении входного в оговоренном диапазоне от нижнего предела до верхнего. Проверка выполняется при неизменных значениях остальных параметров. Они должны соответствовать техническим характеристикам для любого диапазона изменений выходного напряжения, указанного в паспорте, при заданных для

проверки значениях выходного тока. Предельные значения параметров при так проверках – это, как правило, максимальное выходное напряжение и максима ный ток нагрузки.

7.1.4. Влияние нагрузки

Эти измерения выполняются при замыкании и размыкании переключателя S (рис. 7.3) с регистрацией изменений выходного напряжения. Проверка производится при неизменных значениях остальных параметров, которые должны соответствовать техническим характеристикам для любого нормированного выходного напряжения при заданных значениях входного. Предельные значения параметров пр таких проверках – это, как правило, максимальное выходное напряжение и максимальный ток нагрузки.

7.1.5. Шумы и пульсации

Во многих случаях термин «периодические и случайные отклонения» замени термин «шумы и пульсации». Данный параметр представляет собой отклонени выходного напряжения постоянного тока от среднего значения (в пределах определенной полосы пропускания частот) при неизменности всех остальных параметров.

Например, для лабораторных источников питания фирмы Hewlett Packard этот параметр измеряется в значениях среднего квадратического или двойного амплитудного (от пика до пика) напряжения при ширине полосы пропускания от 2 Г до 2 МГц. Флуктуации в диапазоне частот ниже 20 Гц рассматриваются как дрейф Измерения «от пика до пика» имеют особую практическую ценность в тех случаях, когда шумовые выбросы могут нанести особый вред (например, в цифровых логических схемах). Измерение среднего квадратического значения неэффективно в случае шумов, так как выходные шумовые выбросы могут проявляться в кратковременных пульсациях; при этом величина среднего квадратического значения увеличивается незначительно. Во время проверок периодических и случайных отклонений или уровня шума и пульсаций всегда используйте витую пару проводов (для однолучевого осциллографа) либо двухпроводной экранированный кабель (для дифференциального осциллографа).

7.1.6. Дрейф

При измерении дрейфа наблюдают за величиной выходного напряжения источника питания с помощью дифференциального или цифрового вольтметра на протяжении фиксированного длительного промежутка времени (как правило, восемь часов после 30-минутного предварительного прогрева). В ряде случаев используются регистрирующие самопишущие приборы с непрерывной записью измерений. При проведении испытаний рядом с источником питания необходимо поместить термометр для подтверждения неизменности температуры окружающей среды. Испытываемый прибор должен находиться в защищенном от конвекционных потоков воздуха месте (вдали от открытых дверей, окон или вентиляционных отверстий системы кондиционирования воздуха). По возможности его лучше поместить в термостат и поддерживать заданную температуру. Следует помнить, что у стабилизированного источника питания с хорошими характеристиками наибольший дрейф выходного напряжения проявляется в течение первых 30 минут прогрева.

7.1.7. Температурный коэффициент

Температурный коэффициент измеряют, помещая испытываемый источник питания в термостат и изменяя температуру в заданных пределах (с предварительным прогревом на каждой фиксированной точке в течение 30 мин). Если нет других указаний, то температурный коэффициент определяется как величина изменения выходного напряжения источника питания при изменении температуры на 5 °С. Измерительный прибор следует размещать вне термостата, и он должен иметь высокие характеристики как по термостабильности, так и по стабильности в непрерывном режиме работы, гарантирующие, что дрейф показаний вольтметра не повлияет на точность проводимых измерений.

7.2. Поиск неисправностей в импульсных источниках питания

Как показывает опыт, основные проблемы в источниках питания связаны с ошибками при выполнении монтажных соединений, неисправными или неточно подобранными элементами схемы и, возможно, с ошибками при проверке. Все указанные неисправности можно определить посредством основных методов проверки напряжений, сопротивлений и последовательного контроля правильности выполнения соединений. Однако источники питания с импульсным управлением и импульсные стабилизаторы напряжения имеют ряд особенностей – чаще всего проблемы возникают при первоначальной проверке экспериментальной схемы. Далее рассматриваются наиболее общие проблемы поиска неисправностей для этого типа источников питания и стабилизаторов.

7.2.1. Паразитная связь с «землей»

На рис. 7.4 показаны типичные условия образования контура паразитной связи с «землей». Генератор подает сигнал напряжением 5 В на нагрузку сопротивлением 50 Ом в экспериментальную схему, что приводит к протеканию тока величиной 100 мА. Обратный путь для этого тока делится между проводом «земли» генератора (обычно это экран на кабеле с байонетным разъемом) и вторичным заземляющим контуром, который образован заземляющим проводом измерительного кабеля осциллографа (экранирующей оболочкой) и заземляющими проводами трехконтактных сетевых разъемов генератора и осциллографа.

Если принять, что через паразитный заземляющий контур протекает ток 20 мА, а сопротивление заземляющего провода осциллографа составляет порядка 0,2 Ом, то на экране осциллографа будет регистрироваться паразитный сигнал напряжением 4 мВ. Проблема гораздо серьезнее при бóльших значениях тока, а также в случае прохождения ВЧ сигналов, когда увеличится значение индуктивной составляющей сопротивления заземляющего экрана кабеля осциллографа. Наиболее простое решение проблемы – использовать развязывающий трансформатор для осциллографа. С этой целью необходимо прикоснуться измерительным выводом кабеля осциллографа к заземляющему зажиму осциллографа, подключенному к проводу «земли» экспериментальной схемы. На экране осциллографа должна появиться ровная линия. Любой сигнал, регистрируемый в этой ситуации на экране, – следствие прохождения ложного сигнала по паразитному заземляющему контуру либо взаимных перекрестных наводок.

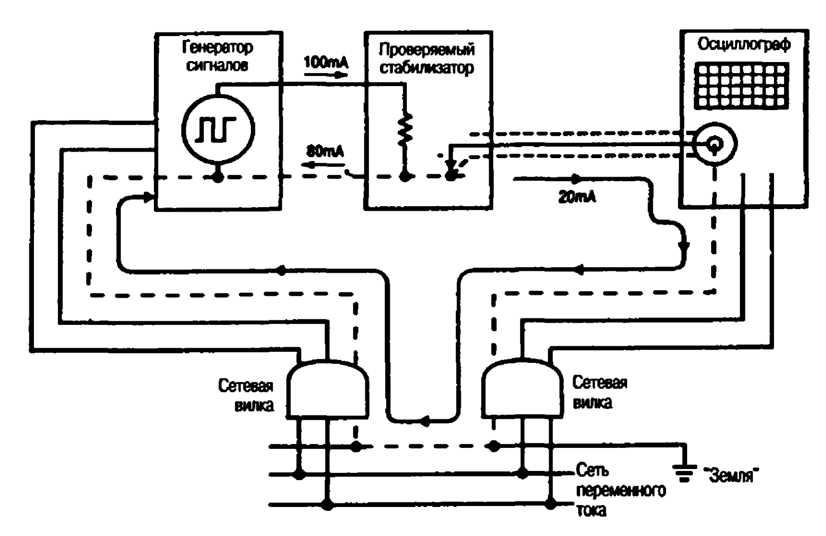


Рис. 7.4. Влияние паразитного заземляющего контура

Примечание к рис. *Экранирующая оболочка измерительного кабеля осциллографа образует паразитную цепь для прохождения возвратного тока генератора.*

7.2.2. Компенсация измерительного кабеля осциллографа

При проверке схем импульсных источников питания необходимо всегда выяснять правильность компенсации измерительного кабеля осциллографа. Эта проблема особенно актуальна при использовании делителей переменного тока (например. кабеля 10×), когда нужно очень точно подобрать ослабление по постоянному току. Если этого не сделать, НЧ сигнал исказится, а ВЧ сигнал будет иметь неверную амплитуду. Следует помнить, что на обычных частотах переключения импульсных источников питания форма сигнала может быть нормальной, так как у измерительного кабеля на этих частотах емкостный характер сопротивления, в силу чего сразу, возможно, и не удастся зафиксировать неверное значение амплитуды.

7.2.3. Наводки в заземляющем проводе с зажимом

Не рекомендуется проводить любые измерения в схеме импульсного стабилизатора с заземлением стандартными проводами с зажимами типа «крокодил». Такой зажим необходимо заменить специальным припаянным наконечником. Стандартный заземляющий провод с зажимом может действовать как антенна, которая улавливает электромагнитные и прочие излучаемые сигналы. Если есть подозрения о наличии паразитных перекрестных наводок из-за кабеля осциллографа, следует повторить тест, описанный для паразитного контура заземления.

7.2.4. Измерения на элементах

Все измерения (выходного напряжения, пульсаций и т.д.) следует производить на элементах схемы, а не на проводах, которые к ним подключены. Это предупреждение очень важно, так как провода имеют определенные и порой ощутимые

размеры. Например, импульсный стабилизатор постоянного напряжения (один из тех, что описаны в этой главе) вырабатывает сигнал или импульсы прямоугольной формы. В свою очередь, эти импульсы подаются на выходной конденсатор в большинстве случаев). Типичный стабилизатор может генерировать выбросы напряжения в проводниках подключения конденсатора величиной около 2 В на один дюйм (25,4 мм). Чем дальше от конденсатора производятся измерения, тем выше значение напряжения выбросов.

7.2.5. Электромагнитные помехи

Электромагнитные помехи – неотъемлемая часть функционирования импульсных стабилизаторов. Помехи проявляются в двух формах: наведенной (связанной с прохождением тока в подводящих и отводящих проводниках) и излученной (генерирующей электрические и магнитные поля). Хотя поля обычно не влияют на сам стабилизатор, но могут оказывать негативное воздействие на окружающие электрические схемы. Основные принципы, которыми следует руководствоваться для сведения электромагнитных помех к минимуму, следующие:

1. Не прокладывать проводники заземления с большими возвратными токами рядом с выводами обратной связи. На рис. 7.5 приведены примеры правильного и неверного монтажа заземляющего проводника и провода обратной связи для схем с импульсными стабилизаторами. Даже при максимальной простоте использования маломощных интегральных схем импульсных стабилизаторов следует уделить внимание как монтажной схеме, так и трассировке проводников при макетировании печатной схемы. Это требование очень важно при уровнях мощности более 1 Вт или использовании быстродействующих (с повышенной частотой работы) широтно-импульсных модуляторов (ШИМ). Нужно особо трассировать сильноточные проводники и минимизировать их

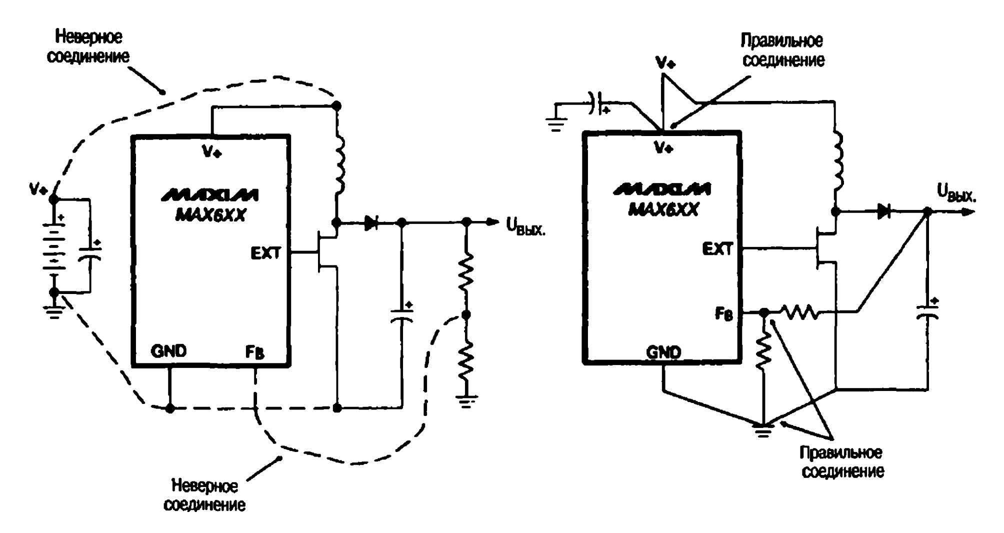
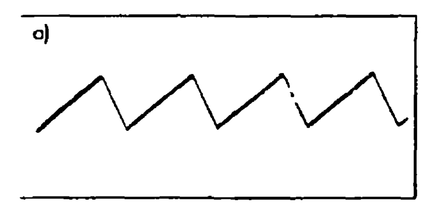
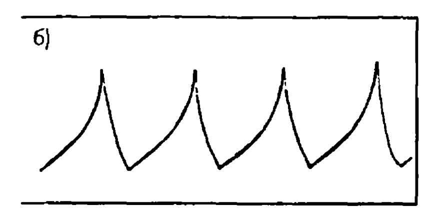


Рис. 7.5. Примеры неверного и правильного выполнения заземления и прокладки возвратных проводов для схем импульсных стабилизаторов

длину – это относится прежде всего к проводникам заземления. Следует использовать заземление, выполняемое в виде звезды, когда все проводники заземления сходятся в одной точке. Любой конденсатор входного фильтра должен располагаться на монтажной схеме как можно ближе к ИС. Необходимо свести к минимуму любую паразитную емкость на выводах обратной связи ИС. Все компенсационные и развязывающие конденсаторы нужно подключать к хорошо фильтруемой точке схемы (такой, например, как аналоговый заземляющий вывод).

2. Использовать дроссели или трансформаторы только с низким уровнем электромагнитных помех, например на тороидальных или броневых сердечниках Не рекомендуется применять дроссели со стержневыми сердечниками, а при необходимости использования их следует располагать в выходном фильтре, где токи пульсаций невелики. Значения индуктивностей дросселей должны точно соответствовать тем, что приведены на схеме. На рис. 7.6 представлены типичные осциллограммы формы сигнала, полученные при применении «плохого» и «хорошего» дросселей. Как правило, основные проблемы, возникающие из-за дросселей (за исключением установки дросселя с неподходящим значением индуктивности), могут быть связаны с применением дросселя с неверным значением насыщения (пиковый ток) либо с чрезмерным сопротивлением по постоянному току. При насыщении устройства ток нарастает экспоненциально. При избыточной величине сопротивления наблюдается отчетливая LR-характеристика. Если форма сигнала имеет небольшие, но нехарактерные дугообразные искажения, то, скорее всего, налицо проявления обоих дефектов дросселя.
3. Прокладывать все проводники с токами, имеющими высокий уровень пульсаций, над экранирующей плоскостью с целью минимизации наведенных полей. Это относится к проводам, подсоединяющим в схеме ограничительные диоды, входные и выходные конденсаторы, демпфирующие элементы и дроссели, к проводам, подключаемым к входным и импульсным выводам интегральных микросхем, и проводам питания. Все они должны иметь минимальную длину, а сами элементы – располагаться как можно ближе к экранирующей плоскости.
4. Разносить на максимальное расстояние чувствительные проводники с малым уровнем сигнала и использовать приемы взаимной компенсации электромагнитных полей, например дифференциальные линии на основе проводов с витой парой.
5. При необходимости добавить на ограничительный диод ферритовое кольцо, снижающее выбросы, чтобы подавить высшие гармоники, которые могут образовывать значительные переходные напряжения в момент выключения. Нужно тщательно исследовать форму каждого коммутируемого сигнала.
6. Если помехи от входных линий создают определенные проблемы, то нужно установить входной фильтр. Достаточно дросселя с индуктивностью в несколько микрогенри, чтобы стандартный входной конденсатор поглотил почти все токовые пульсации, возникающие на входе стабилизатора.





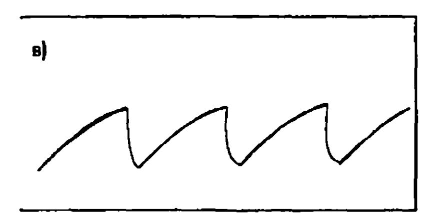


Рис. 7.6

Характерная форма тока, определяемая хорошим или плохим качеством дросселя

Примечание к рис.: *а) нормальный режим работы, линейный характер процесса заряда и разряда; б) режим насыщения – нелинейный рост тока дросселя в области пика; в) повышенное сопротивление:*

1. Высокое сопротивление обмотки.

2. Высокое сопротивление транзистора во включенном состоянии.

3. Высокое сопротивление источника питания.

7.2.6. Советы и предостережения

1. *Если схема не работает совсем,* необходимо проверить:

   – правильность подключения обмоток трансформатора (прежде всего обозначение обмоток или их цветовую маркировку);
   – соответствие полярности подключения электролитических конденсаторов (как правило, этот дефект проявляется сразу после включения питания, и в худшем случае конденсатор «выстреливает»);
   – правильность подключения выводов ИС (не перепутана ли цоколевка; необходимо свериться с техническим описанием и следовать принципиальной или монтажной схеме).

2. *Если схема работает (нет дыма, огня или взрывов), но выходные параметры не соответствуют ожидаемым* (малый КПД, низкое выходное напряжение или ток, параметры стабилизированного напряжения на нагрузке или в схеме не укладываются в заданные пределы и т.п.), то для определения неисправности необходимо прежде всего исследовать форму тока дросселя на экране осциллографа. Наиболее распространенное средство для этого – токовый шунт с зажимами. На рис. 7.6 приведены характерные формы тока через дроссель. В идеальном случае линии заряда и разряда на осциллограмме представляют собой отрезки прямой (см. рис. 7.6а). Если наблюдаемая осциллограмма соответствует приведенной, но схема не работает должным образом, необходимо проверить дроссель, частоту следования импульсов, величину емкости выходного конденсатора и характеристики диода (именно в указанном

10 Зак. 733

порядке). Например, если индуктивность дросселя уменьшилась в результате насыщения, выходной сигнал возрастет, но форма тока дросселя будет отклоняться от линейной в области пиков, как показано на рис. 7.6б. А если величина сопротивления обмотки дросселя больше нормы, форма сигнала будет отличаться от линейной – см. рис. 7.6в.

3. *Если вы сомневаетесь в работоспособности дросселя*, следует проверить его по стандартной испытательной схеме, показанной на рис. 7.7. Нужно сравнить полученную форму сигнала со стандартными тестами, приведенными на рис. 7.8–7.11. На каждой осциллограмме линия A отображает напряжение на выводе V_{SW} интегральной микросхемы LT1070, а линия B соответствует току снимаемому с того же вывода при помощи токового шунта. При низком напряжении на выводе V_{SW} ток протекает через дроссель. При большом значении индуктивности (см. рис. 7.8) наблюдается медленный рост тока без насыщения. При уменьшении индуктивности рост тока происходит быстрее (рис. 7.9 и 7.10), но насыщения пока нет. Однако наибольшая индуктивность (рис. 7.11), но намотанная на сердечник с малым значением межвитковой емкости производит сильное насыщение, что делает дроссель непригодным для применения в схемах импульсных стабилизаторов. Использование приведенной выше схемы и описанной методики позволяет значительно упростить процедуру подбора дросселя с наиболее подходящими характеристиками (как по цене, так и по размерам). На рис. 7.12 приведен стандартный набор,

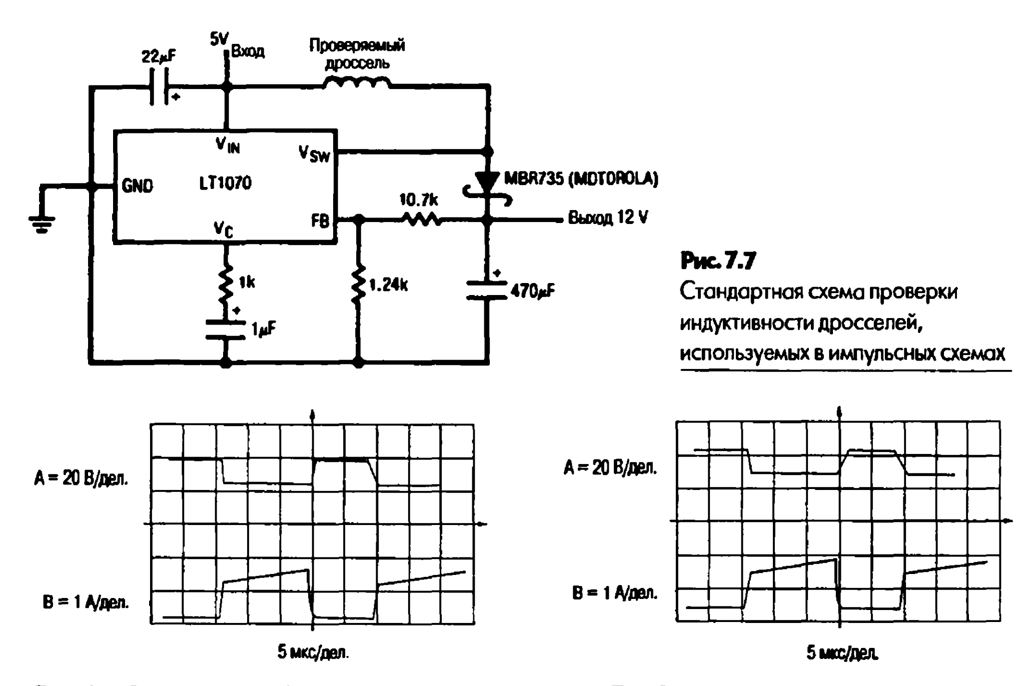


Рис. 7.7 Стандартная схема проверки индуктивности дросселей, используемых в импульсных схемах

Рис. 7.8. Осциллограмма формы напряжения и тока для дросселя с индуктивностью 450 нГн и сердечником с высокой межвитковой емкостью

Рис. 7.9. Осциллограмма формы напряжения и тока для дросселя с индуктивностью 170 нГн и сердечником с высокой межвитковой емкостью

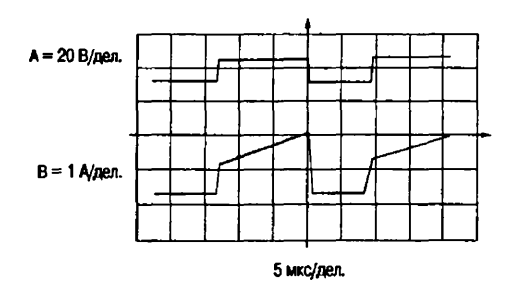


Рис. 7.10. Осциллограмма формы напряжения и тока для дросселя с индуктивностью 55 мкГн и сердечником с высокой межвитковой емкостью

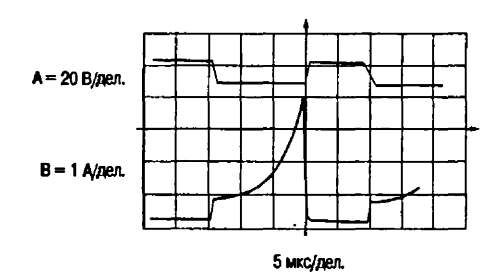


Рис. 7.11. Осциллограмма формы напряжения и тока для дросселя с индуктивностью 500 мкГн и сердечником с низкой межвитковой емкостью

включающий 18 дросселей различных размеров и значений индуктивности (модель 845), который можно заказать по адресу: Pulse Engineering, Inc. PO Box 12235, San Diego, California 92112, (619) 268-2400.

4. *При недостаточном входном напряжении* причиной может оказаться слишком большая длина проводов (например, от батареи к импульсной ИС) в процессе макетирования схемы. (Такая проблема не возникает при использовании плат с печатным монтажом.) Входное питание потребляется схемой импульсного стабилизатора в виде импульсов тока. Если при макетировании схемы наблюдается падение входного напряжения из-за длинных проводов, следует увеличить входную емкость (конденсатор емкостью порядка 1000 мкФ или более подключается как можно ближе к выводам ИС стабилизатора). Если это не поможет, необходимо добавить входные конденсаторы во время сборки схемы.

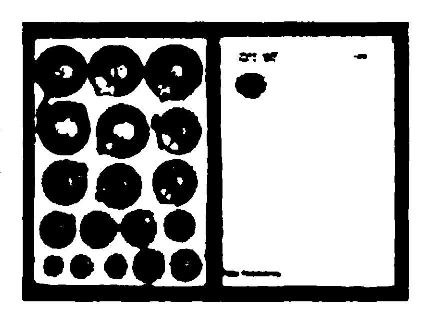


Рис. 7.12. Набор поверочных индуктивностей

5. *Если при использовании небатарейного источника входного напряжения схема не запускается и нет переключений* при исправных компонентах схемы и правильном их подключении, то, возможно, используемый источник питания мал по выходной мощности и не обеспечивает необходимой величины пускового тока. Импульсные стабилизаторы имеют отрицательное входное сопротивление в пусковом режиме и при включении потребляют значительный ток. Высокие токи могут вызвать в некоторых входных источниках значительное падение напряжения или их отключение. При использовании батареи в качестве источника входного питания вполне вероятно, что она не в состоянии обеспечить большие мгновенные значения пускового тока.

6. *При низком КПД* (когда потребляемая мощность значительно больше выходной мощности) необходимо обратить внимание на дроссель или трансформатор, так как потери в их обмотках или сердечнике могут быть значительными.

Конечно, низкий КПД устройства в целом может быть суммарным результатом всех потерь: в дросселе, конденсаторах, диодах и т.д.

7. *При нестабильности тактовой частоты импульсов* требуется проверить наличие избыточных пульсаций на выходе, а также на любом выводе обратной связи или компенсационном выводе ИС стабилизатора. При изменении тактовой частоты от периода к периоду следует подключить конденсатор (от 1000 до 3000 пФ) параллельно выходному конденсатору (и/или выводу обратной связи или компенсационному выводу) к «земле». Если какое-нибудь из этих действий с конденсаторами устранило изменения тактовой частоты, можно считать, что проблема локализована.
8. *В случае больших пульсаций выходного напряжения или шумовых выбросов* проблема, возможно, связана с выходным конденсатором. Он характеризуется значением электрической емкости, выражаемой в пико- или микрофарадах, а также величиной эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС) в омах. Увеличение емкости снижает пульсации, а возрастание эквивалентного последовательного сопротивления – увеличивает. Вполне вероятно, что высокое ЭПС используемого конденсатора, даже при соответствии его емкости значениям в схеме, стало причиной пульсаций непонятного происхождения.
9. *Когда интегральная микросхема взрывается на этапе экспериментирования* (при тщательном подборе всех компонентов, правильном выполнении всех соединений, отсутствии короткого замыкания на выходе, точном соблюдении полярности включения электролитических конденсаторов и батареи), возможная причина заключается в том, что пусковые токи потребления вызвали значительные моментальные импульсные напряжения. Такие же большие напряжения могут возникать и после перенесения отлаженной схемы на печатную плату. Как правило, это указывает на то, что один или несколько элементов оказались на «грани» работоспособности (например, слишком высокое значение тока утечки выходного конденсатора или ограничительного диода).
10. *При сильном нагреве интегральной микросхемы* необходимо в первую очередь рассмотреть условия отвода тепла, поскольку нарушения тепловых контактов – самая распространенная причина перегрева ИС. Так, для корпуса типа ТО-220 без теплоотводящего радиатора тепловое сопротивление составляет 50–55 °С/Вт. В схеме стабилизатора с выходным напряжением 5 В и током 3 А (15 Вт) со стандартным значением потерь на импульсное переключение (10%) на интегральной микросхеме будет выделяться более 1,5 Вт. Выделяемая энергия вызовет увеличение температуры на 75 °С, а с учетом температуры окружающей среды общая температура корпуса превысит 100 °С (что, конечно, очень много). При отладке схемы можно припаять вывод корпуса ТО-220 к медной контактной площадке на печатной плате, что уменьшит тепловое сопротивление примерно до 25 °С/Вт.
11. *При плохих характеристиках стабилизации выходного напряжения на нагрузке или в схеме* нужно производить проверку в следующем порядке:
   - выходной конденсатор с высоким значением последовательного эквивалентного сопротивления (особенно если он находится вне контура обратной связи);

- возможные утечки через осциллограф по паразитному контуру заземления (см. рис. 7.4);
- неверное подключение резисторов выходного делителя к токовой шине (в схеме на рис. 7.5 представлены правильное и неверное подключения);
- избыточные пульсации выходного напряжения, слишком высокая частота переключения (при условии, что проверка дросселя в соответствии со схемой на рис. 7.6 уже проведена).

12. *При низком значении КПД* необходимо обратить внимание на диоды. Если их быстродействие недостаточно либо они рассчитаны на меньшие токи, то КПД будет снижаться, несмотря на работоспособность схемы. Если диоды рассчитаны на слишком малые токи, они попросту сгорят. В большинстве схем импульсных стабилизаторов используются высокочастотные диоды или диоды Шоттки. Основное преимущество диодов Шоттки – высокая эффективность. Следует помнить, что при выходных напряжениях стабилизатора до 12 В диоды Шоттки обеспечивают увеличение КПД на 5% по сравнению с ВЧ диодами. При напряжениях свыше 12 В это преимущество менее значительно. Кроме того, напряжение пробоя всех диодов должно превышать входное напряжение на величину его возможных пульсаций.

7.3. Поиск неисправностей в линейных источниках питания

Первый шаг при определении неисправностей в источнике питания, изображенном на рис. 7.2, – проверка схемы с использованием как основных, так и более сложных методик. С помощью потенциометра сопротивлением 10 кОм, подключенного к выводу 6 ИС CA3085 стабилизатора положительных напряжений при токе нагрузки 90 мА, нужно установить выходное напряжение в диапазоне 3,5–20 В.

Если напряжение отсутствует, необходимо проверить, светится ли неоновый индикатор при включенном положении выключателя сетевого питания (предварительно убедившись, что сетевая вилка вставлена в розетку). Если неоновый индикатор не светится, то, вероятно, перегорел плавкий предохранитель.

Когда неоновый индикатор светится, следует проверить наличие переменного напряжения во вторичной обмотке трансформатора (примерно 24 В на входе выпрямителя). В случае его отсутствия надо более детально заняться трансформатором. При наличии переменного напряжения во вторичной обмотке необходимо проверить выпрямленное напряжение между выводом 3 интегральной микросхемы CA3085 и «землей». Если его нет, проблема связана с выпрямительными диодами. Также не исключено короткое замыкание или чрезмерный ток утечки в конденсаторе емкостью 500 мкФ.

При наличии постоянного напряжения на выводах 2 и 3 (примерно 25 В), но отсутствии его на выходной клемме (вывод 8) либо невозможности его подстройки в заданных пределах можно предположить неисправность в выходном конденсаторе емкостью 5 мкФ, корректирующем конденсаторе емкостью 100 пФ или интегральной микросхеме CA3085 (именно в таком порядке).

Если же выходное напряжение находится в заданных пределах, но наблюдаются чрезмерные пульсации либо зависимость выходного напряжения от изменения

напряжения питания превышает допустимые пределы (более 0,2%), неисправность связана, скорее всего, с ИС CA3085 (хотя и не исключается влияние чрезмерных утечек в конденсаторах фильтра).

7.3.1. Двухполярный источник питания с предварительной стабилизацией

Как и ранее, при поиске неисправностей в источнике питания, схема которого приведена на рис. 7.13, необходимо прежде всего проверить схему. Следует отметить, что источник питания рассчитан на выходные напряжения +12 и −12 В, каждое из которых может подстраиваться отдельно. (Выводы подстройки микросхемы стабилизатора с тремя выводами подключены в обоих случаях к делителям напряжения.) Если в схеме присутствует выходное напряжение, но его параметры отличаются от паспортных, нужно проверить величины сопротивлений резисторов 124 Ом и 1,07 кОм.

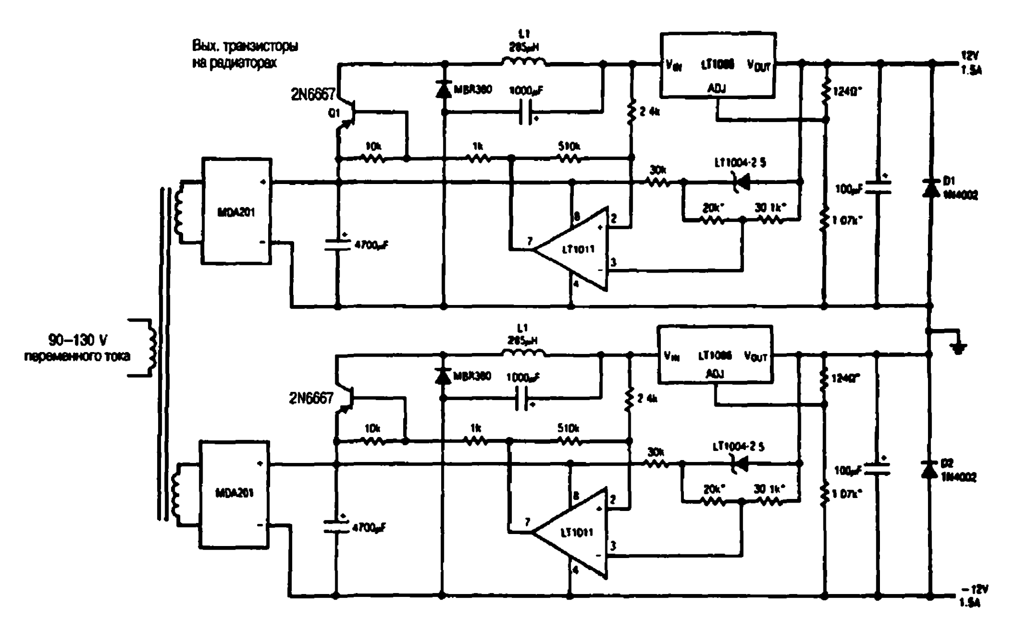


Рис. 7.13. Сетевой линейный двухполярный источник питания с предварительной стабилизацией

Примечание к рис. *Все резисторы, отмеченные звездочкой, – пленочные (с точностью изготовления 1%). Интегральные микросхемы MDA201 фирмы Motorola. Дроссель L1 фирмы Pulse Engineering, Inc. #PE-92106. Транзисторы 2N6667 фирмы Darlington монтируются на теплоотводах. Трансформатор фирмы Stancor P-8685.*

Если в схеме присутствует напряжение +12 В, но отсутствует −12 В (либо наоборот), можно снять подозрения с половины схемы. То же самое относится к случаю, когда лишь на одном из выходов наблюдаются чрезмерные пульсации или обе половины схемы различаются параметрами выходного напряжения при изменениях входного. Если же оба источника имеют одинаково плохие параметры, то, скорее всего, причина неисправности заключается в трансформаторе.

Предположим, что источник напряжения +12 В неисправен, а источник −12 В работает нормально (при нагрузке 1,5 А и изменении входного напряжения от 90 до 130 В[1]. Выходное напряжение источника равно −12 В). Если напряжение +12 В отсутствует, нужно проверить наличие переменного напряжения на входе и постоянного напряжения на выходе интегральной микросхемы MDA201. При отсутствии переменного напряжения или его отклонениях от нормы следует проверить исправность обмоток и правильность подключения трансформатора. При наличии переменного напряжения, но отсутствии постоянного причина заключается в ИС MDA201 (либо в конденсаторе емкостью 4700 мкФ).

Если на выходе ИС MDA201 присутствует постоянное напряжение, нужно сравнить его со значением постоянного напряжения на выходе аналогичной микросхемы для напряжения −12 В. При этом необходимо сравнить напряжения V_{IN}, поступающие на обе интегральные микросхемы стабилизаторов LT1086. Если V_{IN} для ИС LT1086 неисправной половины источника питания (+12 В) отличается от аналогичного напряжения на входе микросхемы исправной половины (−12 В), можно предположить неисправность транзистора Q1 или связанных с ним элементов, таких как дроссель L1, ИС LT1011, диод MBR360 или конденсатор емкостью 1000 мкФ.

Если же постоянные напряжения одинаковы на входных выводах V_{IN} обеих ИС, но выходное напряжение +12 В отсутствует либо отличается от нормального значения, следует предположить неисправность выходного конденсатора емкостью 100 мкФ, диода D1, ИС LT1086 или стабилитрона LT1004 (именно в приведенном порядке). Если утечки стабилитрона очень велики, либо он полностью неисправен, напряжения на выводах V_{IN} ИС LT1086 будут отличаться друг от друга.

7.4. Описание схем источников питания

7.4.1. Схема управления МДП транзисторами

На рис. 7.14 приведен пример использования интегральной микросхемы MAX620 для управления мощными переключающими и управляющими схемами. Схема перекачивания заряда вырабатывает стабилизированное выходное напряжение, которое на 11 В превышает напряжение питания V_{CC}, подаваемое на ИС. Схема управления передает входной логический сигнал уровня ТТЛ/КМОП на свой неинвертирующий выход, на котором амплитуда сигнала увеличивается до значения повышенного стабилизированного напряжения. Выходной ток схемы управления достигает 25 мА, ток покоя составляет 70 мкА. Для ИС MAX620 необходимо использовать три внешних конденсатора накопления заряда. В интегральной микросхеме MAX621 конденсаторы C1, C2 и C3 находятся внутри корпуса. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-19.)

7.4.2. Мостовая схема управления двигателем постоянного тока

На рис. 7.15 приведен вариант использования интегральной микросхемы MAX620 для управления мостовым переключателем, который задает направление вращения электродвигателя постоянного тока, питающегося напряжением +5 В. При

[1] Трансформатор рассчитан на стандартное для Англии и США входное напряжение 110 В.

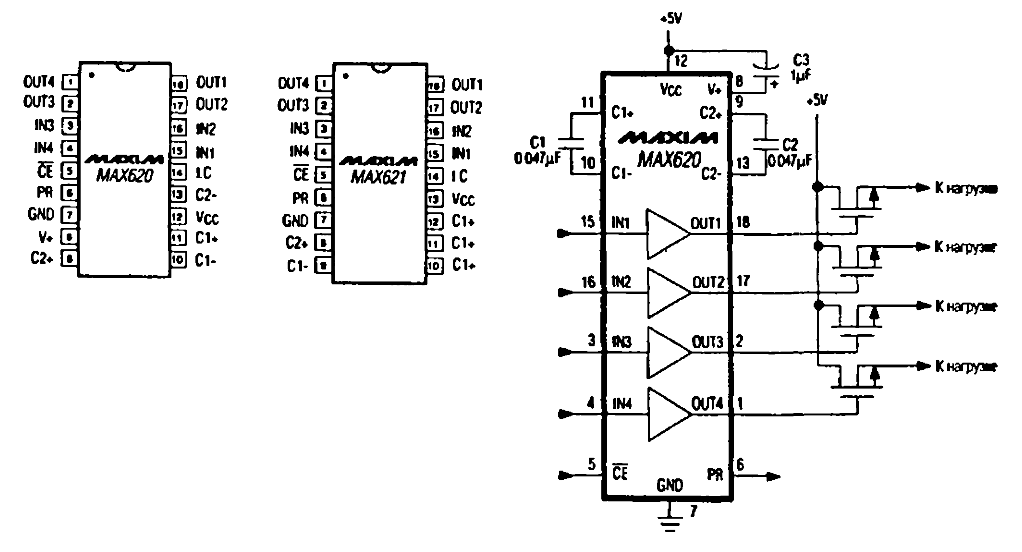


Рис. 7.14. Схема управления МДП транзисторами

Примечание к рис. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус). ИС MAX620 также имеет вариант исполнения в малогабаритном корпусе (SO-корпус) Здесь и далее, если не оговорено иное, маркировка выводов микросхем приведена для вида сверху.

выборе входа, задающего прямое или обратное вращение, соответствующая пара выходов ИС включает управляемую ими пару силовых транзисторов, которые пропускают ток через электродвигатель, обеспечивая его вращение в выбранном

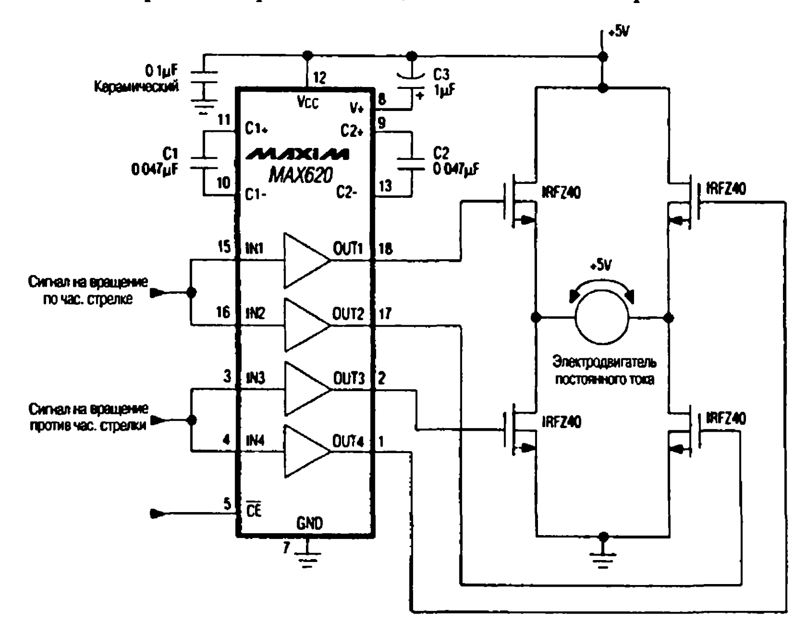


Рис. 7.15. Схема управления двигателем постоянного тока

направлении. Для предупреждения одновременного включения всех четырех МДП транзисторов необходимо определить состояние входов прямого или инверсного вращения перед подачей на вход $\overline{CE}$ разрешающего низкого уровня сигнала, не допуская подачи управляющего сигнала на прямое и обратное вращение одновременно. Нельзя использовать источник питания, который может вызвать на затворе управляющее напряжение, превосходящее максимально допустимое напряжение затвор-исток. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-27.)

7.4.3. Система управления шаговым двигателем

На рис. 7.16 приведен пример использования интегральной микросхемы MAX620 в качестве схемы управления шаговым двигателем. Сигналы логических ТТЛ/КМОП схем преобразуются в сигналы с повышенным напряжением, которые управляют четырьмя силовыми N-канальными МДП транзисторами, задающими ток в каждой из четырех обмоток шагового двигателя. Диоды обеспечивают путь для разряда обмоток двигателя. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-28.)

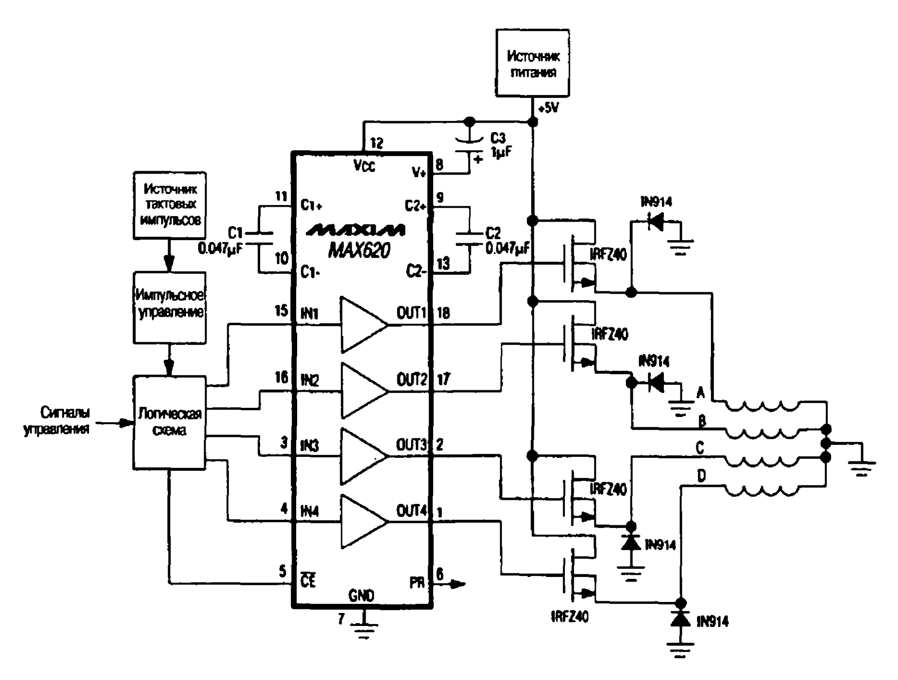


Рис. 7.16. Система управления четырехфазным шаговым двигателем

7.4.4. Источник питания, повышающий напряжение

На рис. 7.17 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX622 для получения стабилизированного выходного напряжения, которое на 11 В превышает напряжение источника питания. Подобный источник необходим прежде всего для питания схем переключения и управления повышенным напряжением. Выходной ток составляет 25 мА, типичное значение тока покоя – 70 мкА. На рис. 7.18

представлена схема проверки тока потребления в режиме покоя. ИС MAX623 имеет внутренние конденсаторы накопления заряда. Логический сигнал на выходе PR (источник готов к работе) появляется, когда повышенное напряжение достигает необходимого уровня. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 4-31, 4-37.)

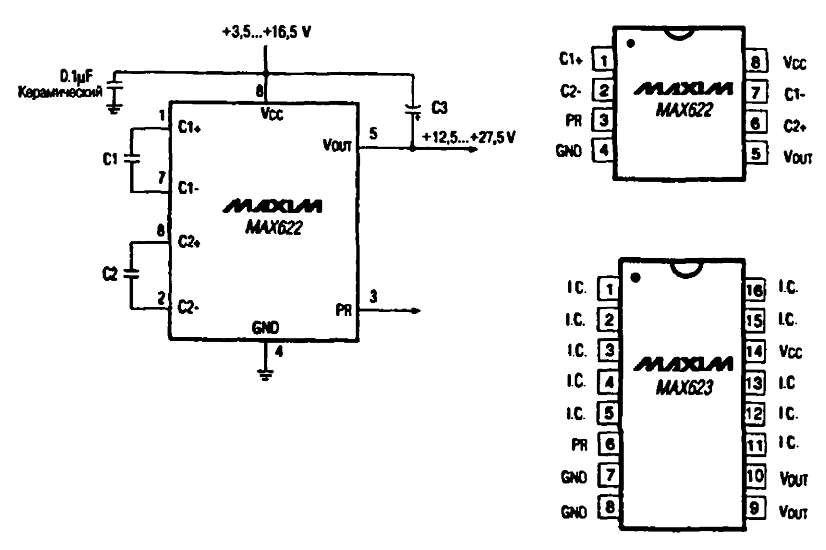


Рис. 7.17. Источник питания, повышающий напряжение

Примечание к рис. В ИС MAX623 конденсаторы C1, C2 и C3 размещены внутри корпуса. Интегральные микросхемы выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус). Есть также вариант исполнения ИС MAX622 в малогабаритном корпусе (SO-корпус).

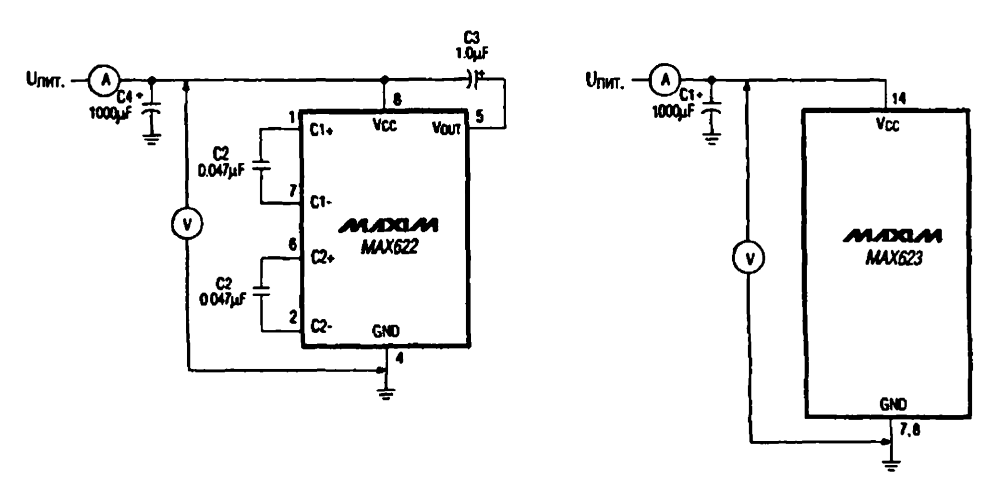


Рис. 7.18. Схема проверки тока потребления в режиме покоя

Примечание к рис. Конденсаторы C4 и C1 должны иметь низкое значение эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС).

7.4.5. Переключатель с открытым выходом

В схеме на рис. 7.19 ИС MAX623 используется как компаратор-переключатель. Переключатель включается при приложении на вход Вкл/Откл напряжения V_{BATT} и выключается при замыкании этого входа на «землю». (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-38.)

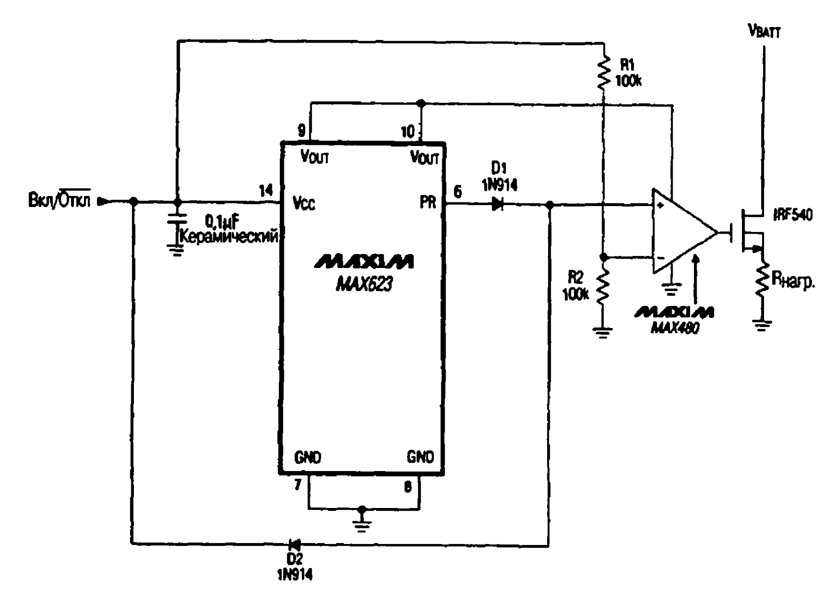


Рис. 7.19. Переключатель с открытым выходом

7.4.6. Преобразователи напряжения

На рис. 7.20 представлены ИС преобразователей MAX680 и MAX681, используемые в качестве конвертеров напряжения, преобразующих входное напряжение +5 В в выходное ±10 В. Диапазон изменения входного напряжения – от +2,0 до +6,0 В. КПД преобразования по напряжению составляет 95%, а преобразования по мощности – 85%. Ток потребления – 500 мкА. Типичные значения выходных импедансов источников – 150 Ом, при этом обеспечивается полезный выходной ток до 10 мА. Для ИС MAX681 не требуется внешних конденсаторов. На рис. 7.21 приведена схема проверки, а на рис. 7.22 и 7.23 – графики характерных результатов тестовых испытаний. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-141.)

7.4.7. Преобразователь положительного и отрицательного напряжений

На рис. 7.24 показан пример использования интегральной микросхемы MAX680 в качестве преобразователя положительного и отрицательного напряжений. Конденсаторы C1 и C3 должны иметь рабочие напряжения 6 В или более, конденсаторы C2 и C4 – не менее 12 В. При использовании ИС MAX680 с низкими значениями тока нагрузки емкости конденсаторов C1 и C2 могут быть уменьшены до 1 мкФ, а емкости конденсаторов C3 и C4 – до 4,7 мкФ. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-144.)

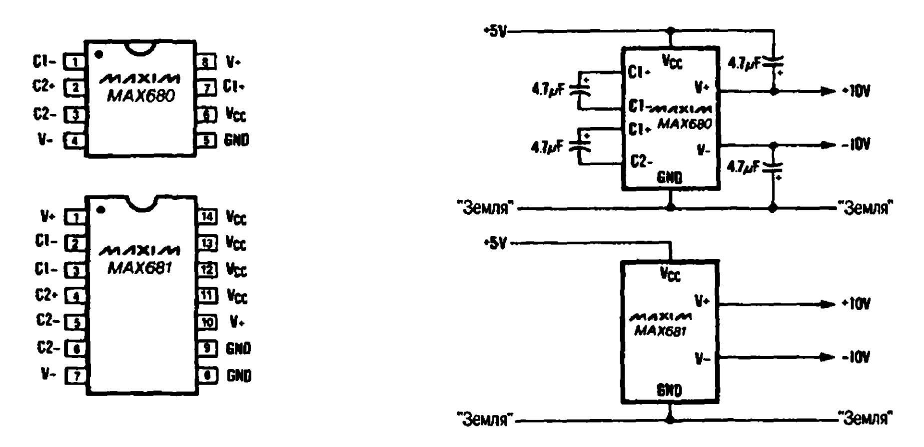


Рис. 7.20. Преобразователи напряжения

Примечание к рис. *В конвертере MAX681, включенном в качестве преобразователя постоянного напряжения +5 В в напряжение ±10 В, используются только четыре вывода. Маркировка выводов микросхем соответствует виду сверху. ИС MAX680 выполняется в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

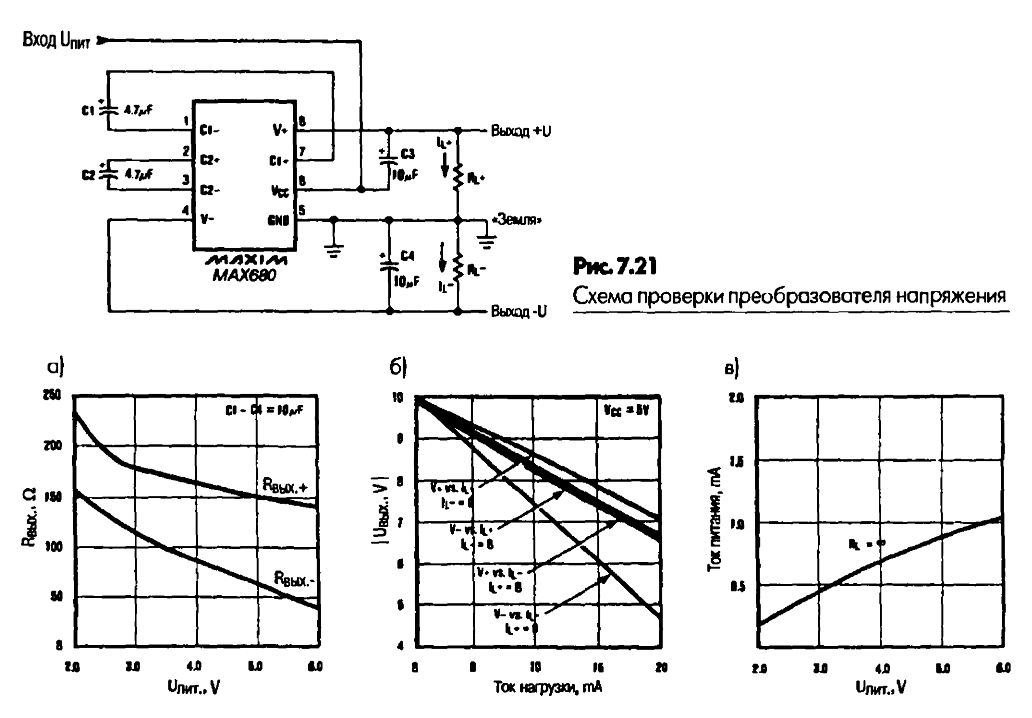


Рис. 7.21
Схема проверки преобразователя напряжения

Рис. 7.22. Рабочие характеристики микросхемы MAX680: а) зависимость выходного сопротивления $R_{вых}$ от напряжения $U_{пит}$; б) зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от тока нагрузки I_L; в) зависимость тока питания от $U_{пит}$.

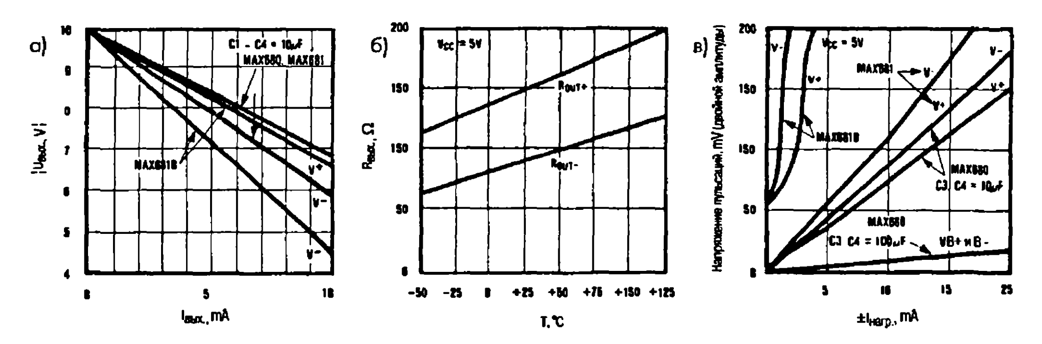


Рис. 7.23. Рабочие характеристики микросхемы MAX681: а) зависимость выходного напряжения от выходного тока; б) зависимость выходного сопротивления источника от температуры; в) зависимость напряжения выходных пульсаций от выходного тока

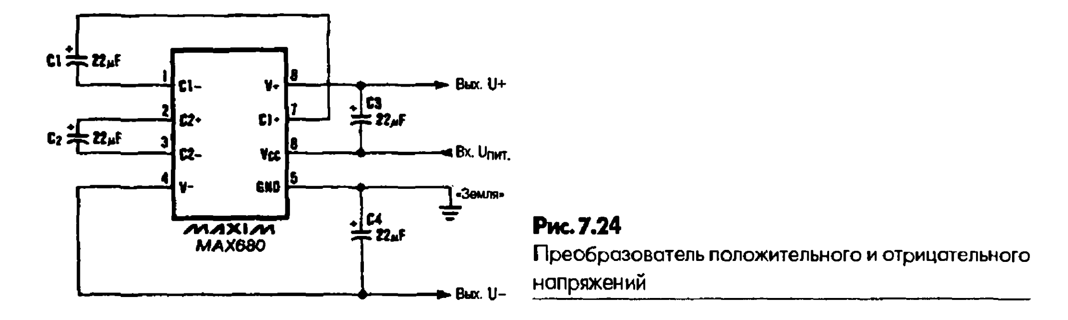


Рис. 7.24
Преобразователь положительного и отрицательного напряжений

7.4.8. Быстродействующие драйверы МДП транзисторов с токами до 1,5 А

На рис. 7.25 приведены основные схемы включения для ИС драйверов MAX4426/27/28. Эти ИС быстро заряжают и разряжают емкости затворов мощных МДП транзисторов. Типичное значение выходного сопротивления составляет 4 Ом, время задержки – 10 нс для t_{D1} и 25 нс для t_{D2} (см. рис. 7.26), максимальное значение выходного тока – 1,5 А, типичное время нарастания и спада выходного импульса – 20 нс при емкости нагрузки 1000 пФ, диапазон рабочих напряжений – +4,5...+18 В, а потребление тока – 1,8 мА при наличии сигнала логической 1 на выходе и 200 мкА при логическом 0 на входе. ИС совместимы с ТТЛ/КМОП схемами и в состоянии выдерживать обратный ток более 500 мА. На рис. 7.26 представлены проверочная схема и формы входных и выходных сигналов. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p.p. 4-5, 4-6.)

7.4.9. Повышающие ШИМ стабилизаторы

На рис. 7.27 дан пример включения ИС MAX732 и MAX733 в качестве повышающих стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Типичное значение КПД для ИС MAX732 составляет 82–87%, а для ИС MAX733 – 85–95%. На рис. 7.28 показана конфигурация выводов микросхем. В табл. 7.1 приведены зависимости гарантированного выходного тока от напряжения питания. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 4-65.)

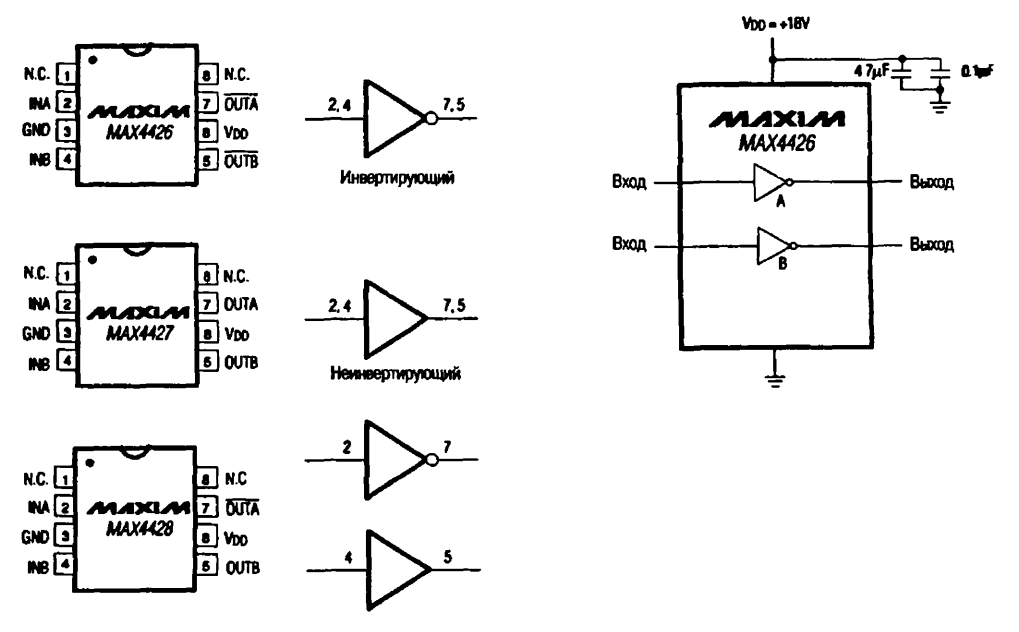


Рис. 7.25. Быстродействующие драйверы МДП транзисторов

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхем соответствует виду сверху. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

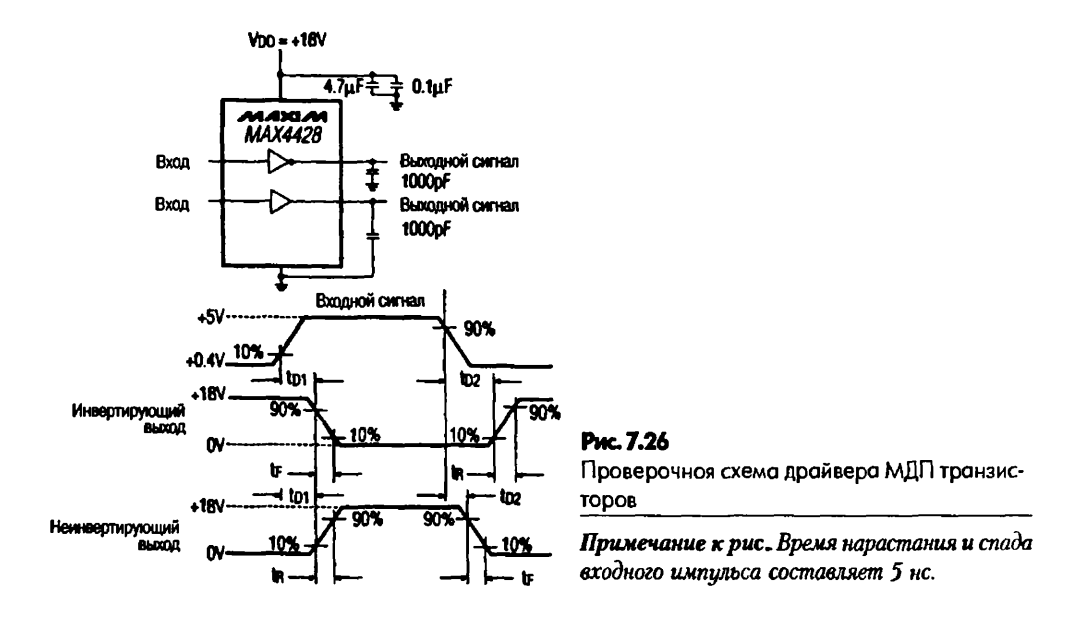


Рис. 7.26

Проверочноя схема драйвера МДП транзисторов

Примечание к рис. *Время нарастания и спада входного импульса составляет 5 нс.*

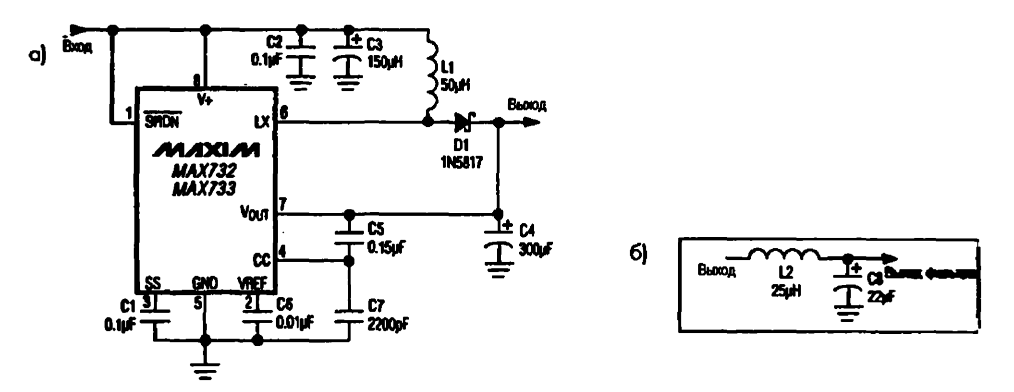
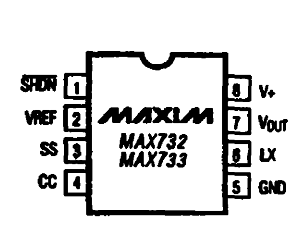


Рис. 7.27. Пример включения ИС MAX732 и MAX733: а) повышающий ШИМ стабилизатор; б) рекомендуемый выходной фильтр нижних частот

Примечание к рис. Обозначения выводов на схеме показаны в соответствии с маркировкой для корпуса с восемью выводами.

Таблица 7.1. Зависимость гарантированного выходного тока от напряжения питания

Микросхема	Диапазон входного напряжения, В	Выходное напряжение, В	Гарантированный выходной ток, мА
MAX732	4,5–9,3	+12	150
	6,0–9,3	+12	200
MAX733	4,5–11	+15	100
	6,0–11	+15	200



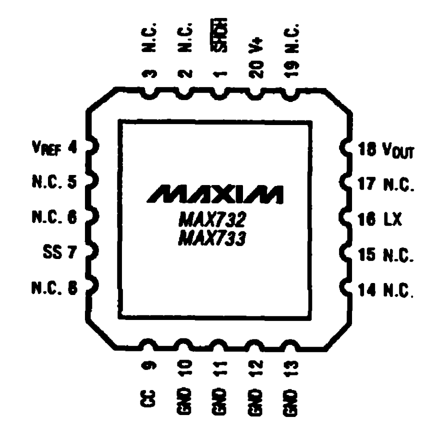


Рис. 7.28. Расположение выводов ИС MAX732/733

Примечание к рис. Конфигурация выводов микросхем соответствует виду сверху. ИС имеют два варианта исполнения: в плоском керамическом корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (CERDIP-корпус) либо в плоском корпусе для безвыводного кристаллодержателя (LCC-корпус) с двадцатью контактами. Выводы, обозначенные «N.C.», не подключаются.

7.4.10. Источник питания на 12 В для программирования флэш-памяти

На рис. 7.29 интегральная микросхема MAX734 включена в качестве источника питания для программирования флэш-памяти. Типичное значение КПД равно 85%. ИС также имеет логически управляемый вывод отключения ($\overline{SHDN}$), позволяющий осуществлять управление непосредственно от микропроцессора. (См. «Maxim High-Reliability Data Book», 1993, p. 4-65.)

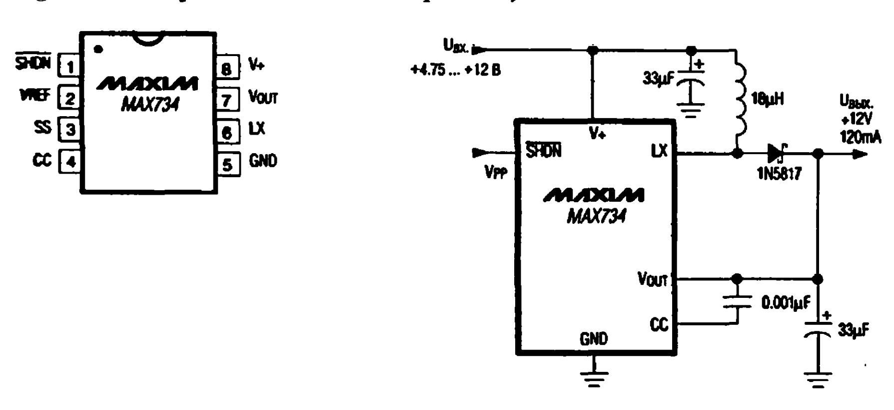


Рис. 7.29. Источник питания на 12 В для программирования флэш-памяти

***Примечание к рис.** Маркировка выводов микросхемы приведена для вида сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

7.4.11. Понижающий ШИМ стабилизатор

В схеме на рис. 7.30 приведен пример включения ИС MAX724/26 в качестве понижающего стабилизатора. На рис. 7.31 и 7.32 показана маркировка выводов микросхем. В табл. 7.2 представлены телефоны фирм, производящих перечисленные компоненты. (См. «Maxim Evaluation Kit Data Book», 1994, p.p. 3-125, 3-131, 3-139.)

7.4.12. Преобразователь положительного напряжения в отрицательное

На рис. 7.33 показан вариант включения интегральной микросхемы MAX724 для преобразования постоянного положительного напряжения от +4,5 до +40 В

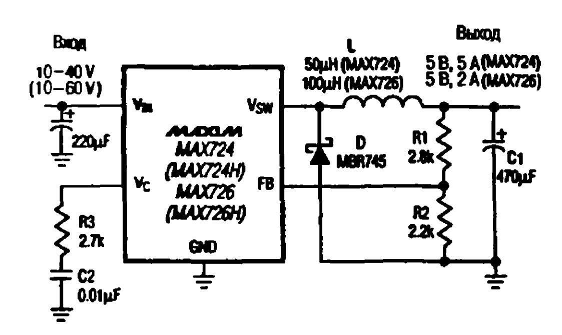


Рис. 7.30
Понижающий ШИМ стабилизатор

Таблица 7.2. Перечень использованных компонентов и их поставщиков

Элементы для поверхностного монтвжа (обычно для токов не более 2 А)		
Дроссели	Sumida Electric – серия CDR125	
	США	Тел.: (708) 956-0666
	Япония	Тел.: (03) 3607-5111 Факс: (03) 3607-5428
	Coiltronics – серия CTX	
	США	Тел.: (305) 781-8900 Факс: (305) 782-4163
Конденсаторы	Matsuo – серия 267	
	США	Тел.: (714) 969-2491 Факс: (714) 960-6492
	Япония	Тел.: (06) 332-0871
	Sprague – серия 590	
	США	Тел.: (603) 224-1961 Факс: (603) 224-1430
Диоды	Motorola – серия MBRS	
	США	Тел.: (602) 244-6900
	Nihon – серия NSQ	
	США	Тел.: (805) 867-2555 Факс: (805) 867-2698
Элементы для монтажа в сквозных отверстиях печатных плат		
Дроссели	Sumida Electric – серия CDR125	Телефоны см. выше
	Cadell-Burns – серии 7979,7300,6860, 7200	
	США	Тел.: (516) 746-2310 Факс: (516) 742-2416
	Renco – различные серии	
	США	Тел.: (516) 586-5566 Факс: (516) 536-5562
	Coiltronics – различные серии	Телефоны см. выше
Конденсаторы	Nichicon – серия PL (электролитические, с низким ЭПС)	
	США	Тел.: (708) 843-7500 Факс: (708) 843-2798
	United Chemi-Con – серия LXF	
	США	Тел.: (708) 696-2000 Факс: (708) 640-6311
	Sanyo – серия OS-CON (органический полупроводник, низкое ЭПС)	
	США	Тел.: (619) 661-6322
	Япония	Тел.: (0720) 70-1005 Факс: (0720) 70-1174
Диоды	Общего применения, 1N5620 – 1N5825	
	Motorola – серии MBR и MBRS	Телефоны см. выше

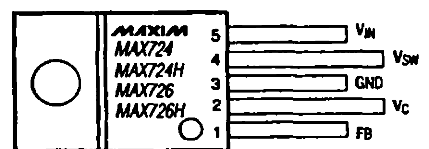


Рис. 7.31

Расположение выводов MAX724/726 в пластмассовом корпусе

Примечание к рис. Маркировка выводов микросхемы соответствует виду спереди. ИС выполнена в корпусе транзисторного типа ТО-220 с пятью выводами. Корпус соединен с заземляющим выводом.

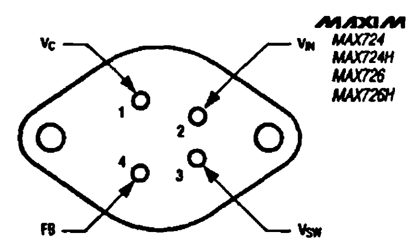


Рис. 7.32

Расположение выводов MAX724/726 в металлическом корпусе

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхемы соответствует виду снизу. ИС выполнена в корпусе транзисторного типа TO-3 с четырьмя выводами. Корпус соединен с заземляющим выводом. Чтобы заказать ИС, необходимо связаться с производителем.*

в постоянное отрицательное напряжение –5 В с выходным током до 1 А. Конфигурация выводов ИС приведена на рис. 7.31 и 7.32; список поставщиков компонентов представлен в табл. 7.2. (См. «Maxim Evaluation Kit Data Book», 1994, p. 3-138.)

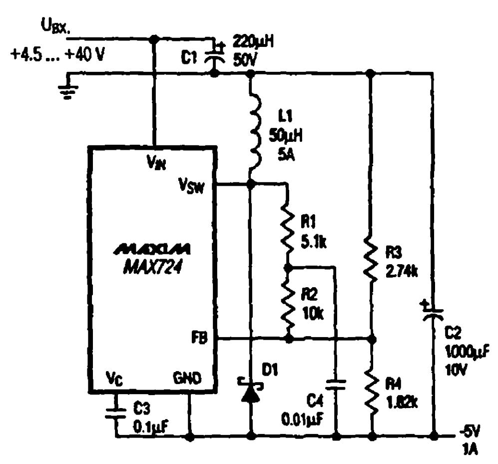


Рис. 7.33

Преобразователь положительного напряжения в отрицательное

Примечание к рис. *D1 – MBR745 фирмы MOTOROLA, C1 – UPL1C221MRH6 фирмы NICHICON, C2 – UPL1A102MRH6 фирмы NICHICON, L1 – CTX25-5-52 фирмы COILTRONICS; все резисторы имеют точность исполнения не менее 1%.*

7.4.13. Повышающий преобразователь отрицательного напряжения

На рис. 7.34 приведен вариант включения интегральной микросхемы MAX724 для преобразования постоянного отрицательного входного напряжения от –5 до –15 В в постоянное отрицательное выходное напряжение –15 В. Конфигурация выводов

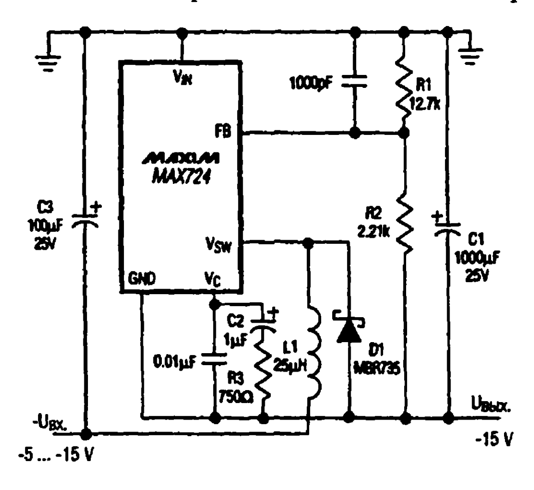


Рис. 7.34

Повышающий преобразователь отрицательного напряжения

ИС показана на рис. 7.31 и 7.32, список поставщиков компонентов представлен в табл. 7.2. (См. «Maxim Evaluation Kit Data Book», 1994, p. 3-138.)

7.4.14. Модуль программирования флэш-памяти

На рис. 7.35 приведен пример использования интегральной микросхемы MAX1732 в качестве модуля программирования флэш-памяти (120 мА). Функция этой схемы аналогична выполняемой схемой на рис. 7.29, но здесь используется только один внешний конденсатор. Ток покоя составляет 1,7 мА, ток в режиме отключения – 70 мкА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 4-15.)

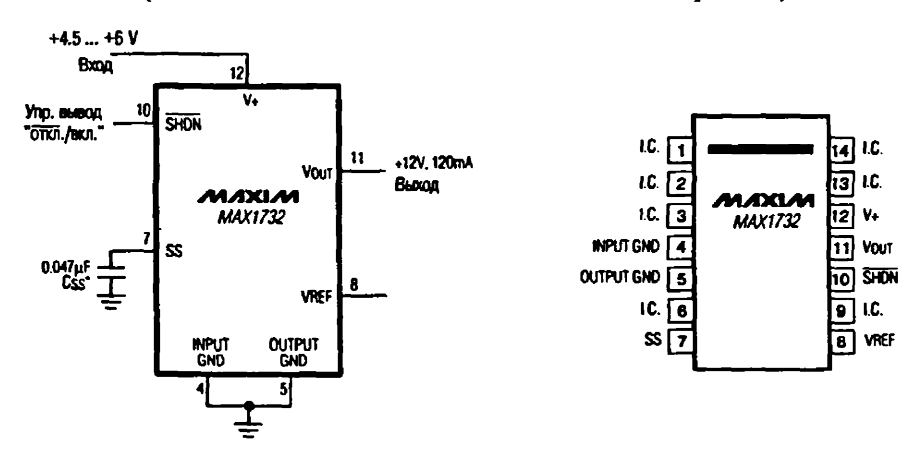


Рис. 7.35. Модуль программирования микросхем флэш-памяти

Примечание к рис. Конденсатор «мягкого» пуска, обозначенный звездочкой, – это рекомендуемый элемент схемы. Маркировка ИС MAX1732 соответствует виду сверху. Модуль выполнен в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус). Полоска на корпусе идентифицирует выводы 1 и 14. Выемка в низу корпуса расположена напротив вывода 1. Маркировка «I.C.» обозначает внутреннее соединение. К этим выводам не разрешается делать подключения.

7.4.15. Понижающий преобразователь

На рис. 7.36 приведена схема модуля преобразователя мощностью 2,5 Вт на основе интегральной микросхемы MAX1738, в которой не используются внешние элементы; а также ее характеристики и осцилограммы сигналов. В табл. 7.3 приведены значения гарантированного выходного тока ИС от напряжения питания, а в табл. 7.4 – описания выводов. Ток потребления без нагрузки равен 1,7 мА, ток в режиме отключения – 60 мкА. Типичное значение напряжения пульсаций – ±30 мВ, для снижения пульсаций рекомендуется применять выходной фильтр, показанный на рис. 7.37. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-23, 4-25, 4-26.)

Таблица 7.3. Зависимость гарантированного выходного тока от напряжения питания

Диапазон входных напряжений питания, В	Гарантированный выходной ток, мА
6,6–16,0	300
10,2–16,0	500

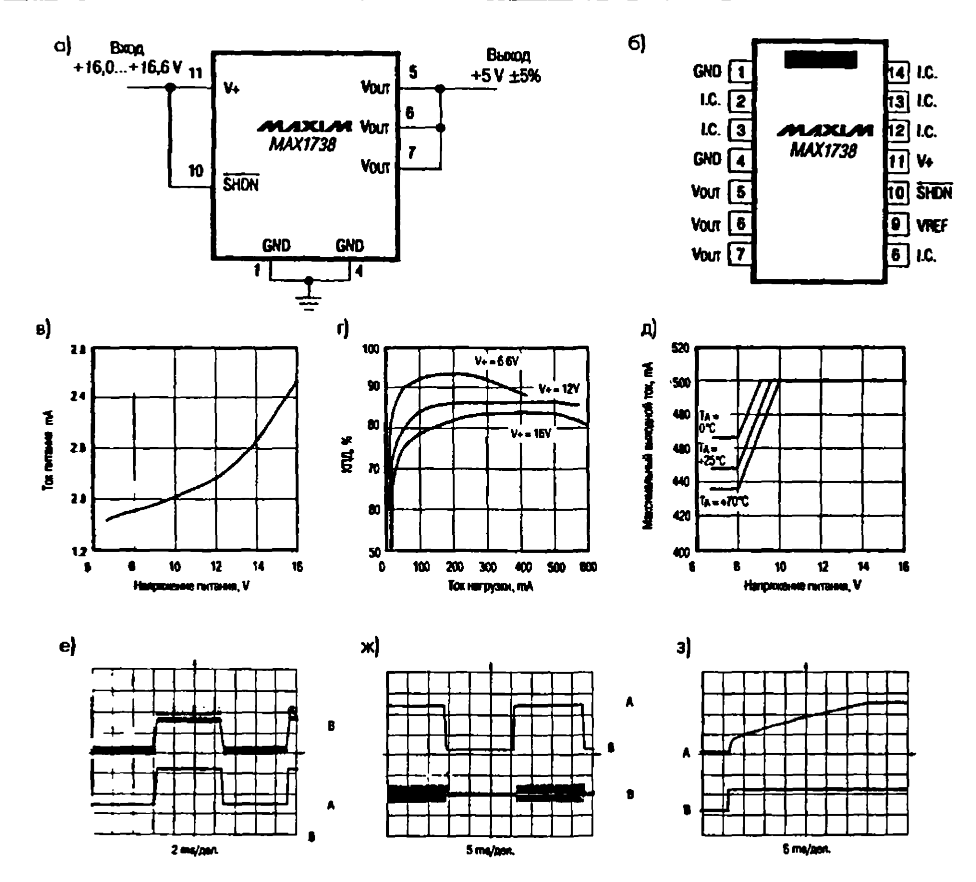


Рис. 7.36. Схема модуля преобразователя на ИС MAX1738 (а); расположение выводов ИС (б); рабочие характеристики: в) зависимость тока потребления от напряжения питания; г) зависимость КПД от тока нагрузки; д) зависимость максимального значения выходного тока от напряжения питания при различных значениях температуры окружающей среды ТА; е) переходный процесс при воздействии одиночного входного импульса; ж) характеристика переходного режима при изменении нагрузки; з) осциллограмма формы выходного напряжения и отключающего импульса при переводе в закрытое состояние

Примечания к рис.:

1. *На рис. 7.36б цоколевка ИС MAX1738 приведена для вида сверху. Модуль выполнен в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус). Полоска на корпусе идентифицирует выводы 1 и 14. Выемка в низу корпуса расположена напротив вывода 1. Маркировка «I.C.» обозначает внутреннее соединение. К этим выводам не разрешается делать подключения.*
2. *Рабочие характеристики и осциллограммы на рис. 7.36в–з приведены для стандартной ИС, температура окружающей среды во время испытания составляла 25 °С, напряжение V_+ = 12 В, если на графиках не указано иное значение.*
3. *На рис. 7.36е: А – входное напряжение, 5 В/дел; В – выходное напряжение, 100 мВ/дел; ток нагрузки равен 250 мА.*
4. *На рис. 7.36ж: А – бросок выходного тока от 25 до 250 мА, 100 мА/дел; В – выходное напряжение, 50 мВ/дел.*
5. *На рис. 7.36з: А – выходное напряжение, 2 В/дел; В – входной сигнал $\overline{SHDN}$ перевода в режим отключения, 2 В/дел; ток нагрузки составляет 200 мА.*

Таблица 7.4. Назначение выводов микросхемы MAX1738

Номер вывода	Обозначение	Назначение
1, 4	GND	«Земля». Подключить оба вывода к «земле»
2, 3, 8, 12, 13, 14	I.C.	Внутреннее соединение. Не делать никаких подключений к этим выводам
5, 6, 7	V_{OUT}	Выходное напряжение +5 В. Выход не изолирован от источника входного напряжения. Соединить все выходные выводы вместа
9	V_{REF}	Выход опорного напряжения +1,23 В. Обеспечивает ток внешней нагрузки до 100 мкА. При наличии внешней нагрузки подключить этот вывод через конденсатор 0,01 мкФ к «земле»
10	$\overline{SHDN}$	Отключение. Для нормальной работы этот вывод подключить к V+. Для отключения – соединить с «землей». В отключенном состоянии выходное напряжение равно нулю
11	V+	Входное напряжение питания

MAX1738 Uвых.
22µH
2.2µF
Выход фильтра
"Земля"

Рис. 7.37. Рекомендуемый выходной фильтр

7.4.16. Модуль, преобразующий напряжение +5 В в ±12 или ±15 В

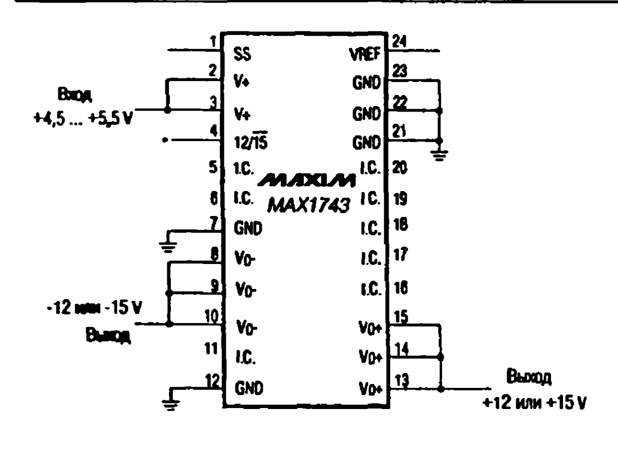
На рис. 7.38 показана схема модуля преобразователя на интегральной микросхеме MAX1743 мощностью 3 Вт без использования внешних компонентов. Модуль обеспечивает ток нагрузки 125 мА при напряжении ±12 В или 100 мА при напряжении ±15 В. Режим работы (±12 или ±15 В) устанавливается переключением перемычки на выводе 4 микросхемы. На рис. 7.39 представлены рабочие характеристики ИС. В табл. 7.5 дано описание выводов ИС. На рис. 7.40 рассматривается возможный вариант перевода микросхемы в ждущий режим. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-27, 4-29, 4-30.)

Таблица 7.5. Назначение выводов микросхемы MAX1743

Номер вывода	Обозначение	Назначение
1	SS	Используется для «мягкого» запуска. При включении на выводе V+ происходит бросок тока до 1,5 А. в течение приблизительно 2 мс, пока не наступает стабилизация выходного напряжения. Подключение дополнительного конденсатора 0,1 мкФ между выводом SS и «землей» предотвращает бросок тока, но увеличивает время установления стабилизированного выходного напряжения примерно до 60 мс
2, 3	V+	Входное напряжение +5 В
4	12/$\overline{15}$	Вывод для выбора величины выходного напряжения ±12 или ±15 В. Подключениа вывода 4 к V+ дает выходное напряжение ±12 В, подключение к «земле» – ±15 В
5, 6, 11, 16–20	I.C.	Выводы использованы для внутрисхемных соединений. Не разрешается выполнять к ним какие-либо подключения
7, 12, 21, 22, 23	GND	«Земля»
8, 9, 10	V_0–	Отрицательное выходное напряжение. –12 В, если вывод 12/$\overline{15}$ подключен к V+, и –15 В, если вывод 12/$\overline{15}$ подключен к «земле». Вывод имеет защиту от короткого замыкания

Таблица 7.5. Назначение выводов микросхемы MAX1743 (окончание)

Номер вывода	Обозначение	Назначениа
13, 14, 15	V_0+	Положительное выходное напряжение. +12 В, если вывод 12/15 включен к V+, и +15 В, если вывод 12/15 подключен к «земле». Вывод не имеет защиты от короткого замыкания. Нельзя замыкать на любую точку схемы, потенциал которой ниже V+
24	V_{REF}	Выход опорного напряжения +2,0 В. Подача на вывод V_{REF} напряжения V+ переводит MAX1743 в режим ожидания с малым током, при этом V_0+ будет меньше V+ на величину падения напряжения на диоде Шоттки, а V_0– будет равно потенциалу «земли»



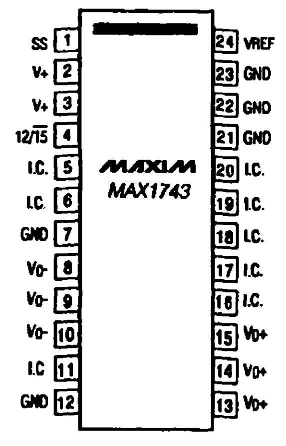


Рис. 7.38

Модуль преобразователя +5 В в ±12/15 В

Примечание к рис. Чтобы выбрать режим работы, необходимо соединить перемычкой вывод 4 с выводом (V+) для получения выходного напряжения ±12 В или с выводом GND (земля) для получения выходного напряжения ±15 В. Маркировка выводов интегральной микросхемы MAX1743 приведена для вида сверху. Модуль выполнен в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус).

7.4.17. Быстродействующий одиночный МДП драйвер на ток 6 А

На схеме (см. рис. 7.41) представлен вариант включения интегральной микросхемы MAX4429/MXT429 в качестве преобразователя входного сигнала уровня ТТЛ/КМОП в высоковольтный выходной сигнал с большим током. Выходное сопротивление равно 1,5 Ом при токе 6 А. Время задержки составляет 40 нс, время нарастания/спада выходного импульса – 25 нс (при емкости нагрузки 2500 пФ). На

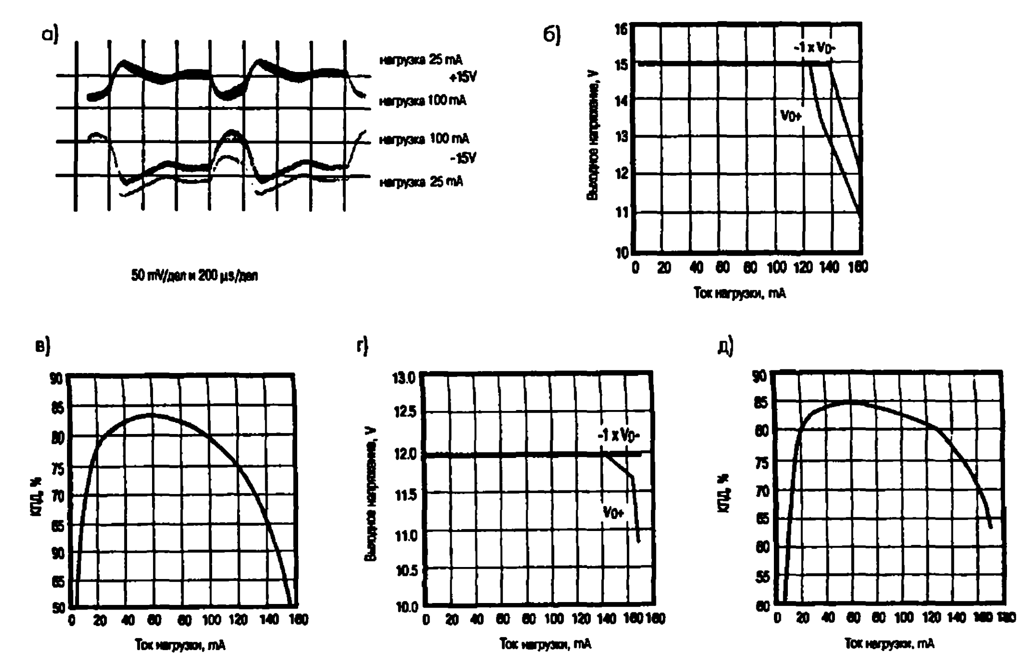


Рис. 7.39. Рабочие характеристики интегральной микросхемы MAX1743:
а) пульсации выходного напряжения при постоянной нагрузке 75 мА и кратковременной нагрузке при токах 25 и 100 мА; б) зависимость выходного напряжения от тока нагрузки (режим ±15 В); в) зависимость КПД от тока нагрузки (режим ±15 В); г) зависимость выходного напряжения от тока нагрузки (режим ±12 В); д) зависимость КПД от тока нагрузки (режим ±12 В)

Примечания к рис.:

1. *Осциллограмма и остальные зависимости снимались при V_+ = 5,0 В и температуре окружающей среды 25 °С.*
2. *На рис. 7.39в и 7.39д нагрузка изменялась от V_{0+} до V_{0-}.*

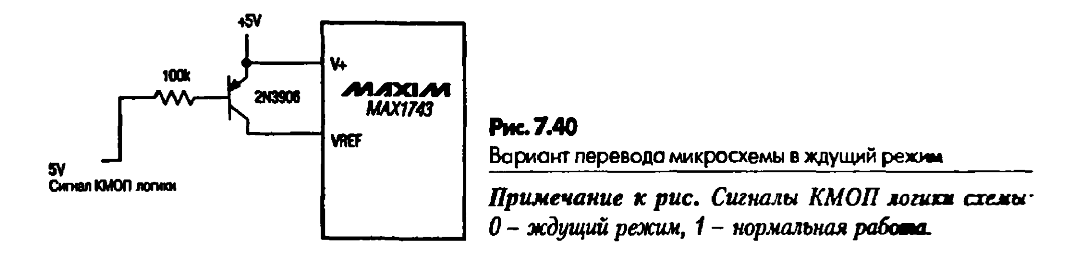


Рис. 7.40
Вариант перевода микросхемы в ждущий режим

Примечание к рис. Сигналы КМОП логики схемы: 0 – ждущий режим, 1 – нормальная работа.

рис. 7.42 приведена схема проверки временных характеристик. Диапазон напряжения питания – 4,5–18 В, изменения выходного напряжения происходят между 25 мВ от напряжения V_{DD} и 25 мВ от потенциала «земли». (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-31, 4-35.)

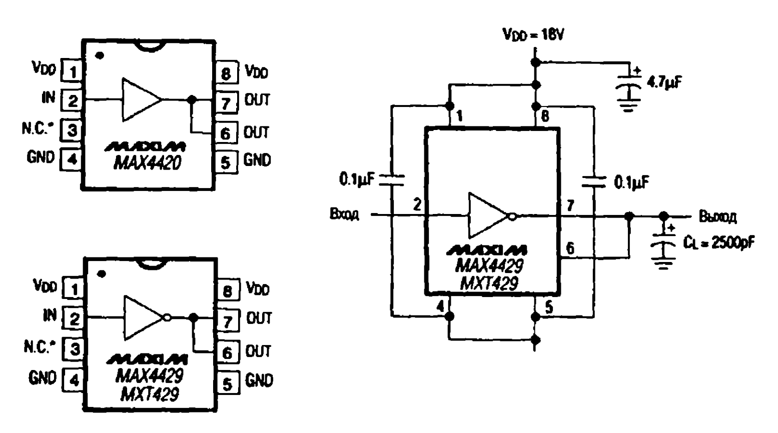


Рис. 7.41. Быстродействующий МДП драйвер

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхем соответствует виду сверху. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус). Выводы, обозначенные «N.C.», не имеют подключений внутри корпуса.*

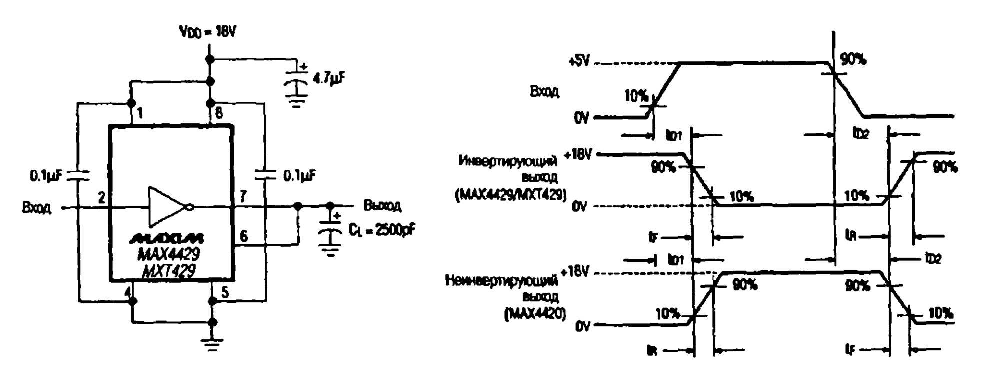


Рис. 7.42. Схема проверки временных характеристик

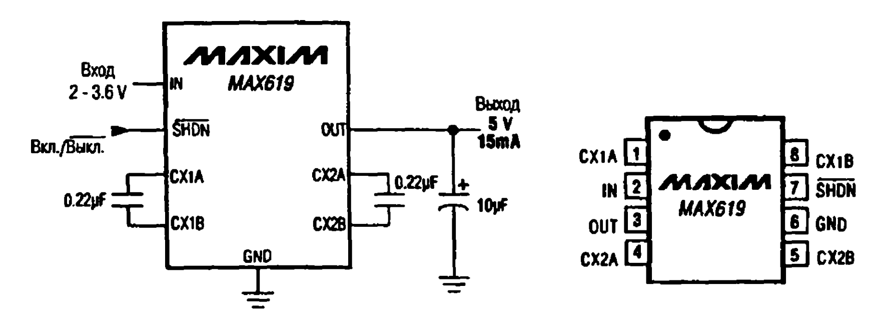


Рис. 7.43. Преобразователь напряжения с перекачиванием заряда

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхем соответствует виду сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

7.4.18. Преобразователь напряжения с перекачиванием заряда

На рис. 7.43 приведен вариант подключения интегральной микросхемы MAX619 в качестве преобразователя постоянного напряжения, выходное напряжение которого равно 5 В при токе 15 мА, а входное составляет 2–3,6 В. Ток покоя – не более 150 мкА, ток в режиме отключения – 10 мкА. В схеме использованы два недорогих конденсатора. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, р. 4-37.)

7.4.19. Р-канальный линейный стабилизатор с малым падением напряжения

На рис. 7.44 приведена схема линейного стабилизатора на интегральной микросхеме MAX684. Выходные напряжения ИС составляют: для MAX682 $U_{ВЫХ}$ = 3,3 В; для MAX683 $U_{ВЫХ}$ = 5,0 В; для MAX684 $U_{ВЫХ}$ = 3,3 В; для MAX685 $U_{ВЫХ}$ = 3,0 В. Диапазон напряжения питания – 2,7–11,5 В, максимальное падение напряжения равно 300 мВ при выходном токе 200 мА. Максимальный ток покоя составляет 15 мкА, ток в режиме отключения – не более 1 мкА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, р. 4-49.)

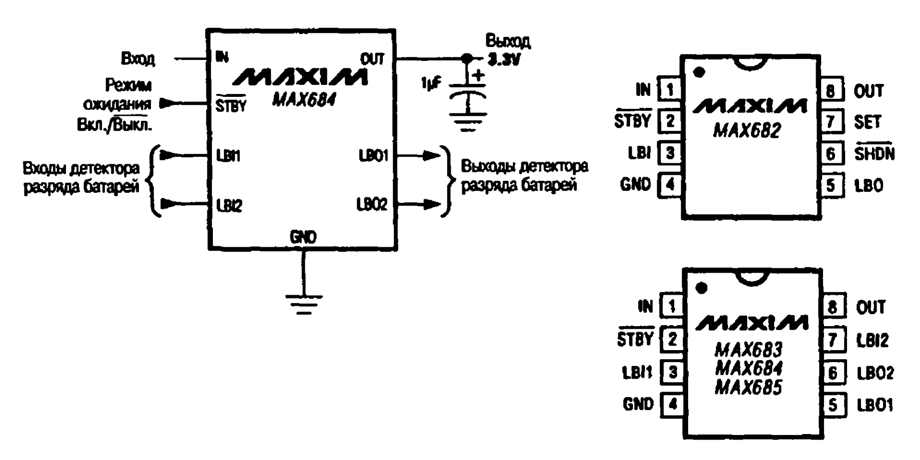


Рис. 7.44. Р-канальный линейный стабилизатор с малым падением напряжения

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхем приведена для вида сверху. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

7.4.20. Перестраиваемый инвертирующий ШИМ стабилизатор на –5 В

На рис. 7.45 приведена схема основного варианта включения интегральной микросхемы MAX735, которая обеспечивает выходное напряжение V_{OUT} = –5 В с током нагрузки 200 мА при входном напряжении V_{IN} от +4,0 до +6,2 В. На рис. 7.46 представлена соответствующая схема, в которой использованы элементы для поверхностного монтажа. В схеме на рис. 7.47 использованы элементы, предназначенные для монтажа на печатных платах со сквозными отверстиями (при температурах, принятых для гражданского и коммерческого использования), в схеме на рис. 7.48 – для применения во всех температурных диапазонах. В табл. 7.6

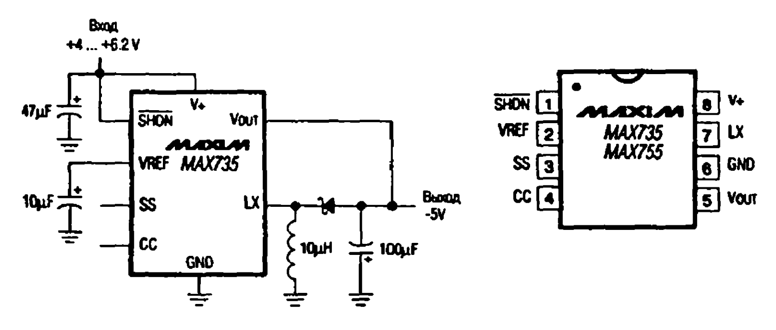


Рис. 7.45. Инвертирующий ШИМ стабилизатор на –5 В

Примечание к рис. *В схеме использованы танталовые конденсаторы для поверхностного монтажа. Маркировка выводов микросхем соответствует виду сверху. ИС выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус*

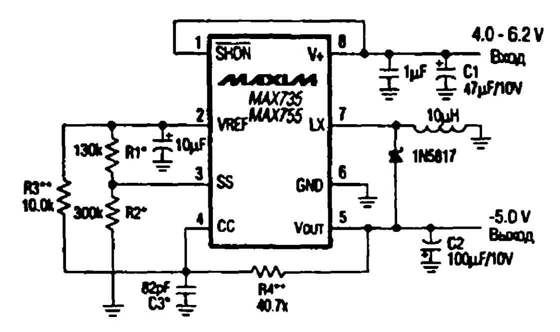


Рис. 7.46
Инвертирующий ШИМ стабилизатор с элементами для поверхностного монтажа

Примечание к рис. *Элемент, обозначенный звездочкой, может быть исключен, если ток нагрузки не превышает 100 мА. Элемент, обозначенный двумя звездочками, относится только к варианту схемы с использованием MAX755.*

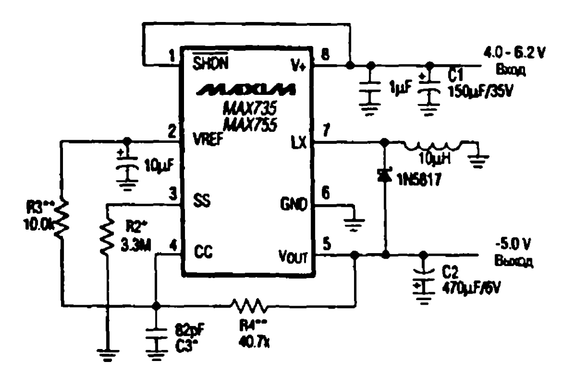
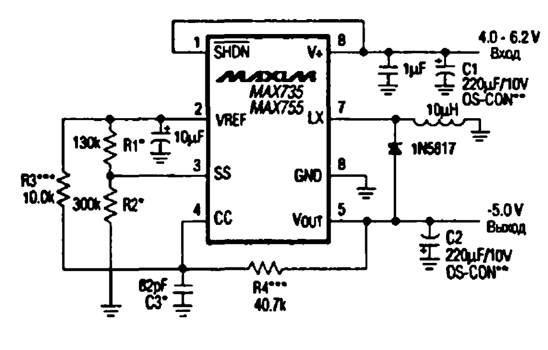


Рис. 7.47
Подстраиваемый стабилизатор для коммерческого диапазона температур

Примечание к рис. *Элемент, обозначенный звездочкой, может быть исключен, если ток нагрузки не превышает 100 мА. Элемент, обозначенный двумя звездочками, относится только к варианту схемы с использованием MAX755.*



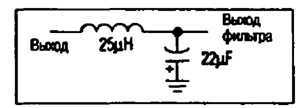


Рис. 7.48

Подстраиваемый стабилизатор для всех температурных диапазонов

Примечание. Элемент, обозначенный звездочкой, можно исключить, если ток нагрузки не превышает 100 мА. Диапазон рабочих температур электролитических конденсаторов, обозначенных двумя звездочками, составляет от –55 до +105 °С. Элемент, обозначенный тремя звездочками, относится только к варианту схемы с использованием MAX755.

приводятся сведения о производителях компонентов схем, а на рис. 7.49 – структура ИС с типовыми внешними компонентами. Для ИС MAX755 диапазон входных напряжений составляет +2,7...+9 В, а величина выходного подстраиваемого отрицательного напряжения определяется соотношением величин сопротивлений резисторов R3 и R4. Эта зависимость выражается соотношением:

$$R_4 = \frac{R_3 \times U_{ВЫХ}}{1{,}23}.$$

Величина резистора R3 может составлять 10–20 кОм, а значение $U_{ВЫХ}$ ограничивается величиной (11,7 В – $U_{ВХ}$). Ток покоя – 1,6 мА, ток в режиме отключения – 10 мкА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-111, 4-115...4-117.)

Таблица 7.6. Перечень использованных компонентов и их поставщиков

Метод производства	Дроссели	Конденсаторы
Поверхностный монтаж	Sumida CD54-100 (10 мкГн)	Matsuo Серия 267
Печатные платы с монтажом миниатюрных элементов в сквозных отверстиях	Sumida RCH855-100M (10 мкГн)	Sanyo Серия Os-Con (органический полупроводник с низким значением ЭПС)
Дешевые печатные платы с монтажом в сквозных отверстиях	Renco RL 1284 (10 мкГн)	Nichicon Серия PL (электролитические с низким значением ЭПС) United Chemi-Con Серия LXF

Примечания к табл.:

1. Metsuo: США (714) 969-2491, факс (714) 960-6492; Япония (08) 332-0671.
2. Nichicon: (708) 843-7500, факс (708) 843-2798.
3. Renco: (516) 586-5566, факс (516) 586-5562.
4. Sanyo Os-Con: США (619) 661-6322; Япония (0720) 70-1005, факс (0720) 70-1174.
5. Sumida: США (708) 956-0666; Япония (03) 3607-5111, факс (03) 3607-5428.
6. United Chemi-Con: (708) 696-2000, факс (708) 640-6311.

7.4.21. Контроллер токового режима на базе импульсного источника питания

На рис. 7.50 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX741D, обеспечивающей выходное напряжение +5 В и ток 1,5 или 3,0 А при входном

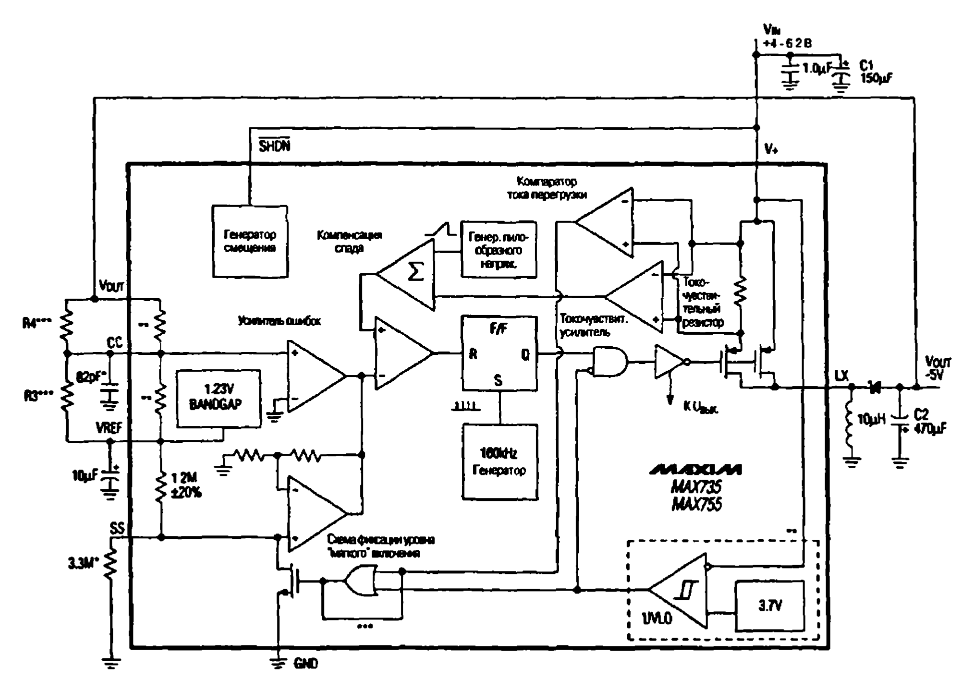


Рис. 7.49. Структура ИС MAX735/755

Примечание к рис. *Элемент, обозначенный звездочкой, можно исключить, если ток нагрузки не превышает 100 мА. Элементы, обозначенные двумя и тремя звездочками, относятся только к вариантам схемы с использованием соответственно MAX735 и MAX755.*

напряжении +6...+15,5 В. На рис. 7.51 показан пример включения ИС MAX741D, обеспечивающей выходное напряжение +5 В и ток 1 А при входном напряжении +3 В. Обе конфигурации представляют собой разновидность импульсных источников питания. На рисунках показаны варианты программирования ИС MAX741 для обеспечения различных значений выходного напряжения при напряжении питания не менее 2,7 В. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 4-131.)

7.4.22. Понижающий Р-канальный контроллер

На рис. 7.52 показан пример включения интегральной микросхемы MAX747, обеспечивающей выходное напряжение +5 В при токе 2,3 А в диапазоне входного напряжения 7,5–15 В. На рис. 7.53 представлена схема включения ИС MAX747, обеспечивающая ток нагрузки 1 А при выходном напряжении +3,3 В и при входном напряжении 4,5–15 В. На рис. 7.54 приводится расчет элементов для схемы детектора разряда батареи. На выходе датчика разряда батареи устанавливается низкий уровень сигнала, когда напряжение V+ меньше или равно U_{TRIP} (напряжение срабатывания). Выход датчика разряда батареи имеет большое сопротивление в режиме отключения. На рис. 7.55 дано выражение для расчета значений элементов схемы, которые необходимы для выполнения подстройки напряжения выхода с 2 до 14 В. Величина емкости конденсатора С6 рассчитывается исходя из соотношения:

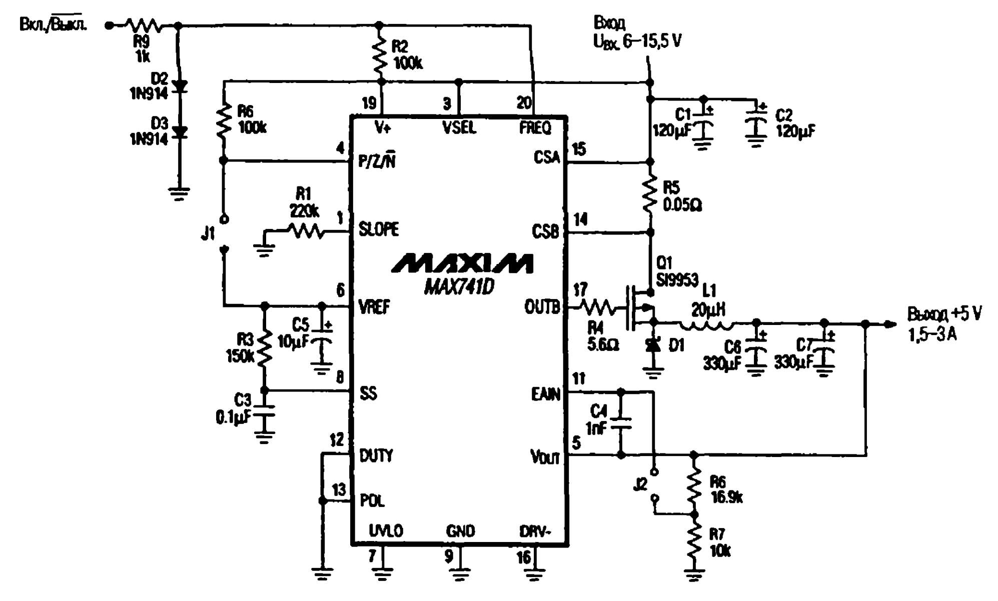


Рис. 7.50. Контроллер токового режима

Примечание к рис. *При выходном напряжении 5 В и токе 3 А в качестве дросселя L1 нужно использовать два параллельно включенных дросселя типа CTX20-4 индуктивностью 10 мкГн; при выходном напряжении 5 В и токе 1,5 А – дроссель CTX20-4 фирмы COILTRONICS с индуктивностью 20 мкГн. В качестве диода D1 следует использовать диод Шоттки NSQ03A03.*

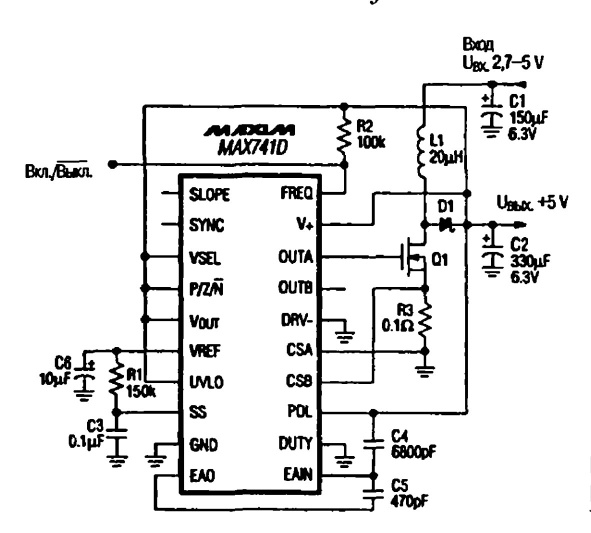


Рис. 7.51
Преобразователь напряжения +3 В в +5 В

$$C_6 = \frac{(C_1)(\text{ЭПСС}_1)}{R_4 \parallel R_5},$$

где C_1 – емкость C1 в микрофарадах, а ЭПСС_1 – величина эквивалентного последовательного сопротивления (в омах) конденсатора C1 на частоте 100 кГц.

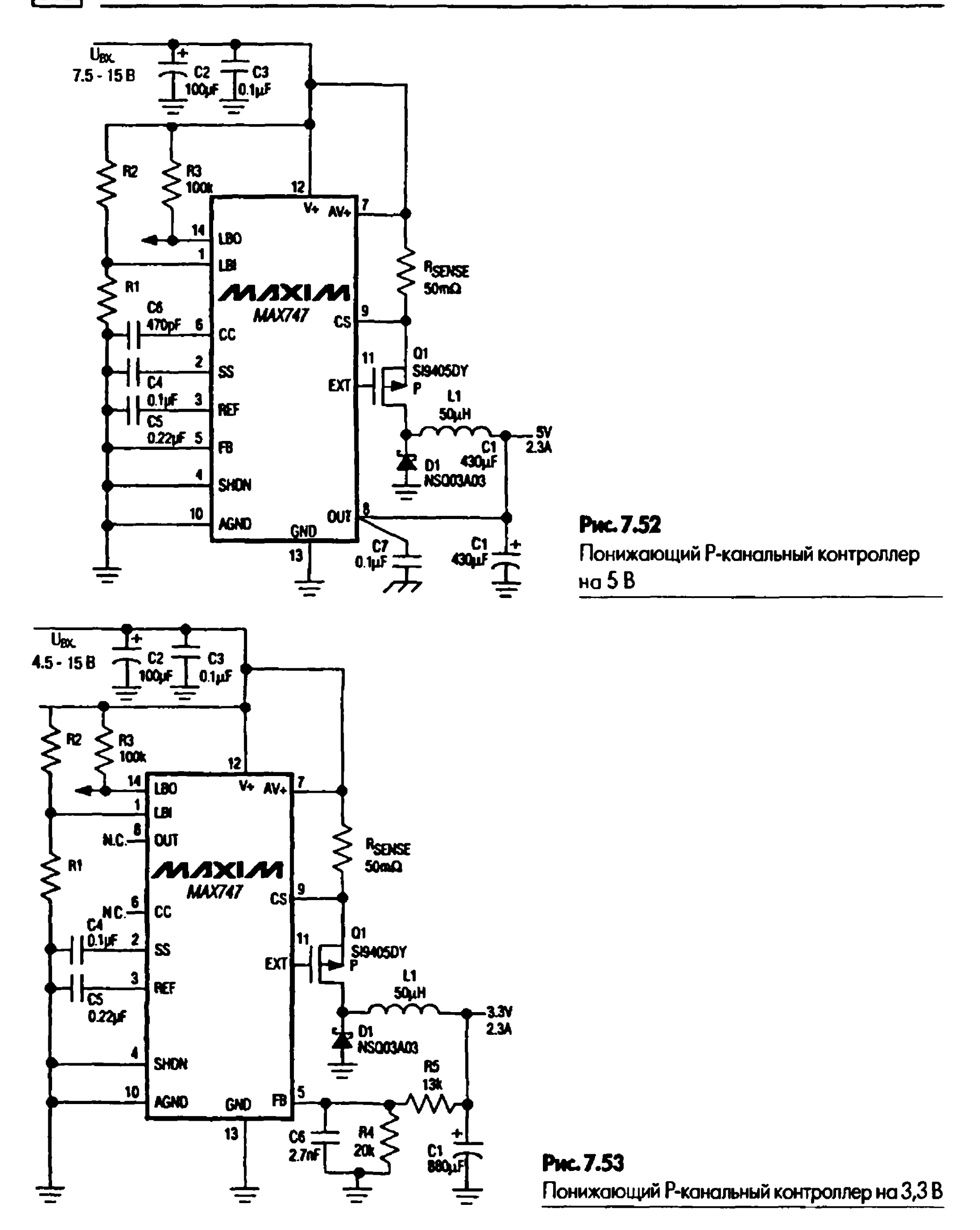


Рис. 7.52
Понижающий P-канальный контроллер на 5 В

Рис. 7.53
Понижающий P-канальный контроллер на 3,3 В

На рис. 7.56 показано рекомендуемое кельвиново подключение токочувствительного (токоограничивающего) резистора R_{SENSE}. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-140, 4-143, 4-145.)

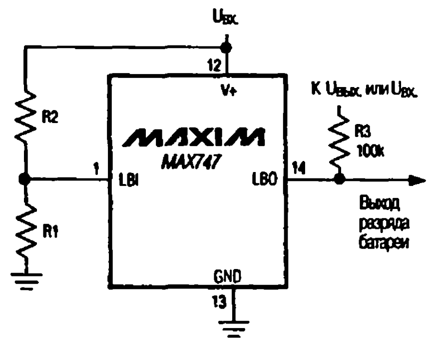


Рис. 7.54
Схема детектора разряда батареи

Примечание к рис. *Величины сопротивлений резисторов R2 и R1 определяются соотношением:*

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{TRIP}}{U_{TH}} - 1\right),\ \text{где}\ U_{TH} = 2{,}0В$$

– напряжение порога.

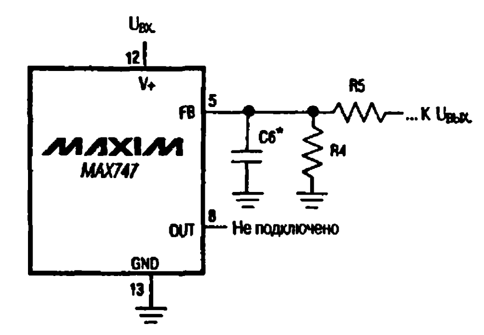


Рис. 7.55
Схема подстройки выходного напряжения

Примечание к рис. *Соотношение для определения емкости компенсационного конденсатора, отмеченного на схеме звездочкой, приведено в тексте. R4 может иметь значение 10 кОм – 1 МОм. Величина сопротивления резистора R5 определяется по формуле:*

$$R_5 = R_4\left(\frac{U_{ВЫХ}}{2В} - 1\right).$$

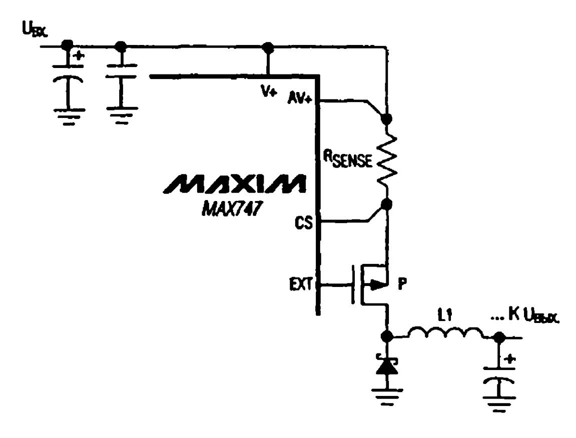


Рис. 7.56
Кельвиново подключение для токочувствительного резистора

7.4.23. Понижающий ШИМ стабилизатор на ток 5 А

На рис. 7.57 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX787, обеспечивающей выходное напряжение +5 В и ток нагрузки 5 А при входном напряжении от 10 до 40 В. ИС MAX787/88/89 обеспечивают выходной ток 5 А при выходном напряжении соответственно 5, 3,3 и 3 В. Ток покоя составляет 8,5 мА. ИС изготавливаются в корпусе транзисторного типа ТО-3. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 4-245.)

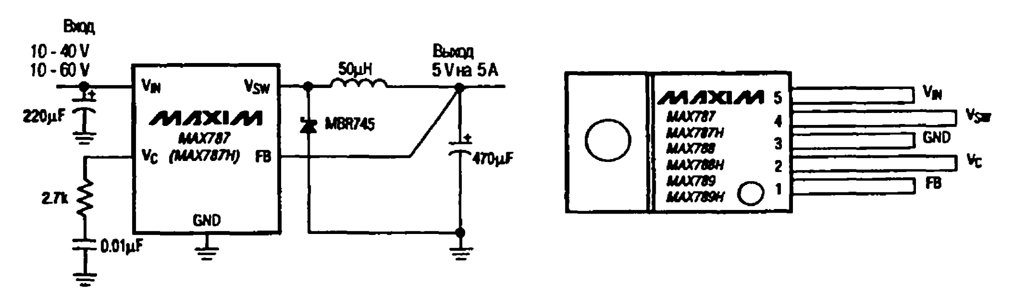


Рис. 7.57. Схема понижающего ШИМ стабилизатора на ток 5 А

Примечание к рис. Маркировка выводов микросхемы соответствует виду сбоку. ИС выполнена в корпусе транзисторного типа ТО-220 с пятью выводами. Корпус соединен с заземляющим выводом.

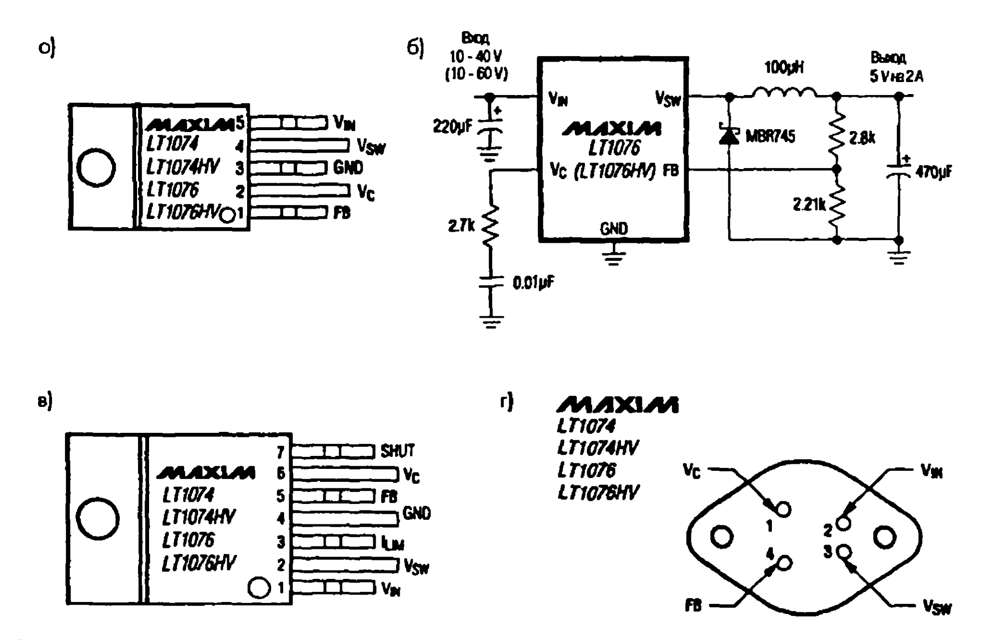


Рис. 7.58. Пример включения интегральной микросхемы LT1076: а) расположение выводов пятивыводного корпуса ТО-220; б) схема понижающего стабилизатора на ток 2 А; в) расположение выводов семивыводного корпуса ТО-220; г) расположение выводов четырехвыводного корпуса ТО-3

Примечания к рис.:

1. *На рис. 7.58а маркировка выводов микросхем приведена для вида спереди. ИС выполнена в корпусе транзисторного типа ТО-220 с пятью выводами. Корпус соединен с заземляющим выводом.*
2. *На рис. 7.58в маркировка выводов микросхем соответствует виду спереди. ИС выполнена в корпусе транзисторного типа ТО-220 с семью выводами. Корпус соединен с заземляющим выводом.*
3. *На рис. 7.58г маркировка выводов микросхемы соответствует виду снизу. ИС выполнены в корпусе транзисторного типа ТО-3 с четырьмя выводами. Корпус соединен с заземляющим выводом.*

7.4.24. Понижающий ШИМ стабилизатор на ток 2 или 5 А

На рис. 7.58 приведен пример включения интегральной микросхемы LT1076, обеспечивающей выходное напряжение +5 В и ток нагрузки 2 А при входном напряжении 10–40 В. На рис. 7.59 представлен вариант включения ИС LT1074, обеспечивающей выходное напряжение +5 В и ток нагрузки 5 А при входном напряжении 10–40 В. Ток покоя обеих ИС составляет 8,5 мА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-251, 4-254.)

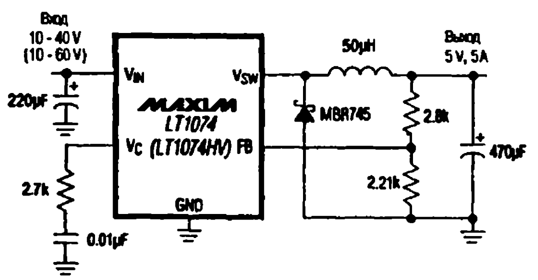


Рис. 7.59
Схема понижающего ШИМ стабилизатора на ток 5 А

7.4.25. Эффективный преобразователь напряжения на 12 В с обратной связью

На рис. 7.60 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX1771, обеспечивающей выходное напряжение 12 В и ток нагрузки 0,5 А при входном напряжении 5 В. В табл. 7.7 перечислены поставщики компонентов. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-20.)

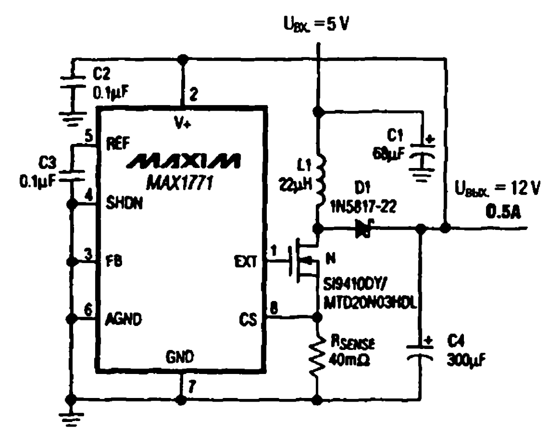


Рис. 7.60
Схема преобразователя на 12 В с обратной связью

7.4.26. Преобразователь напряжения на 12 В без обратной связи

На рис. 7.61 представлен пример включения интегральной микросхемы MAX1771, обеспечивающей выходное напряжение 12 В и ток нагрузки 0,5 А при входном напряжении 5 В. В данном варианте потребляется меньший ток питания, чем в предыдущем (рис. 7.60), но входное напряжение не должно быть ниже 5 В. В последнем случае необходимо использовать схему, изображенную на рис. 7.60.

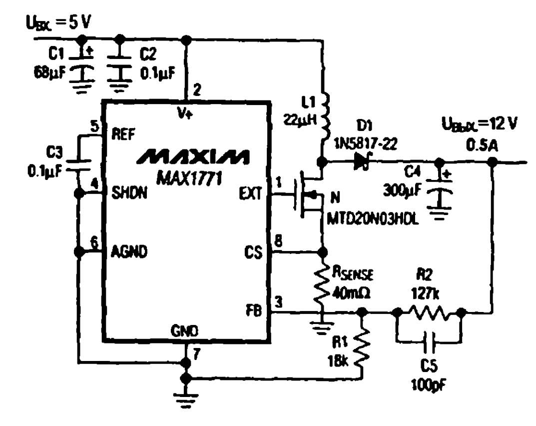


Рис. 7.61

Схема преобразователя на 12 В без обратной связи

Примечание к рис. *Соотношение сопротивлений R1 и R2 определяется отношением выходного* $U_{ВЫХ}$ *и опорного* U_{REF} *напряжений:*

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right), \text{ где } U_{REF} = 1{,}5\,B.$$

(См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, р. 4-20.) В табл. 7.7 приводится список поставщиков компонентов.

Таблица 7.7. Перечень использованных компонентов и их поставщиков

Метод производства	Дроссели	Конденсаторы	Транзисторы	Диоды
Поверхностный монтаж	Sumida Серия CD54 Серия CDR125 Coiltronics Серия CTX20 Coilcraft Серия DO3316 Серия DO3340	Matsuo Серия 267 Spraque Серия 595D AVX Серия TPS	Siliconix Si9410DY Si9420DY (высоковольтные) Motorola MTP3055EL MTD20N03HDL MMFT3055ELTI MTD6N10 MMBT8099LTI MMBT8599LTI	Central Semiconductor CMOSH-3 CMPZ5240 Nihon EC11 FS1 (кремниевые высокочастотные) Motorola MBRS1100T3 MMBZ5240BL
Монтаж в сквозных отверстиях печатных плат	Sumida Серия RCH855 Серия RCH110	Sanyo Серия Os-Con Nichicon Серия PL		Motorola 1N5817-1N5822 MUR115 (высоковольтные) MUR105 (кремниевые высокочастотные)

Примечания к табл.:

1. AVX: США (803) 448-9411, факс (803) 448-1943.
2. Central Semiconductor: США (516) 435-1110, факс (516) 435-1824.
3. Coiltronics: США (407) 241-7876, факс (407) 241-9339.
4. Coilcraft: США (708) 639-6400, факс (708) 639-1469.
5. Matsuo: США (714) 969-2491, факс (714) 960-6492; Япония 81-6-337-6450, факс 81-6-337-6456.
6. Motorola: США (800) 521-6274, факс (602) 952-4190.
7. Nichicon: США (708) 843-7500, факс (708) 843-2798.
8. Nihon: США (805) 867-2555, факс (805) 867-2556.
9. Sanyo: США (619) 661-6835, факс (619) 661-1055; Япония 81-7-2070-1005, факс 81-7-2070-1174.
10. Siliconix: США (800) 554-5565, факс (408) 970-3950.
11. Sprague: США (603) 224-1961, факс (603) 224-1430.
12. Sumida: США (708) 956-0666, факс (708) 956-0702; Япония 81-3-3607-5111, факс 81-3-3607-5144.

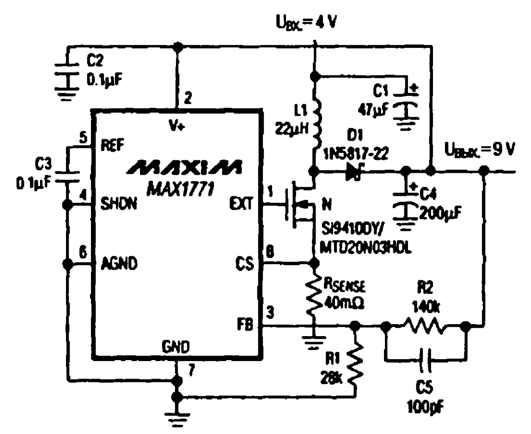


Рис. 7.62
Преобразователь напряжения 9 В

Примечание к рис. *Соотношение сопротивлений R1 и R2 определяется отношением выходного* $U_{ВЫХ}$ *и опорного* U_{REF} *напряжений:*

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right), \text{ где } U_{REF} = 1{,}5\ В.$$

7.4.27. Эффективный преобразователь напряжения 9 В

На рис. 7.62 представлен пример включения интегральной микросхемы MAX1771, обеспечивающей выходное напряжение 9 В при входном напряжении 4 В. В табл. 7.7 приводится список поставщиков компонентов. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-20.)

7.4.28. Повышающий/понижающий преобразователь с выходным напряжением 5 или 3,3 В

На рис. 7.63 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX1771, обеспечивающей выходное напряжение 5 или 3,3 В и ток нагрузки 0,5 А при входном напряжении 3–11 В. В табл. 7.7 представлен список поставщиков компонентов. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-25.)

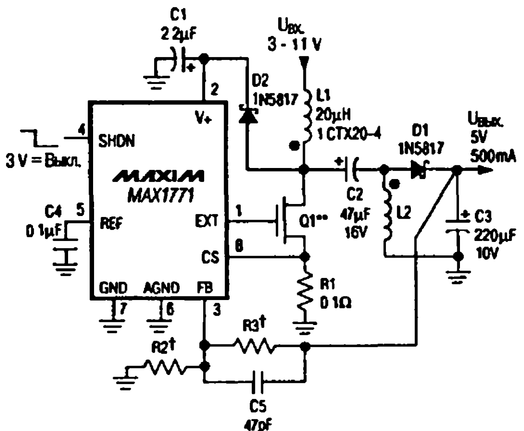


Рис. 7.63
Преобразователь напряжения 5/3,3 В

Примечание к рис. *Входное напряжение может быть еще ниже указанного на схеме, если по условиям не требуется включение источника питания при полной нагрузке. Полевой транзистор Q1 – MMFT3055ELTI фирмы Motorola. Значения сопротивлений резисторов R2 и R3 определяются требуемым выходным напряжением: для напряжения 5 В резисторы R2 = 200 кОм и R3 = 470 кОм; для напряжения 3,3 В – соответственно 100 и 20 кОм.*

7.4.29. Компенсированный источник питания с выходным 12 В и входным от 4,5 до 15 В напряжением

На рис. 7.64 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX1771, обеспечивающей выходное напряжение 12 В и ток нагрузки 250 мА при входном

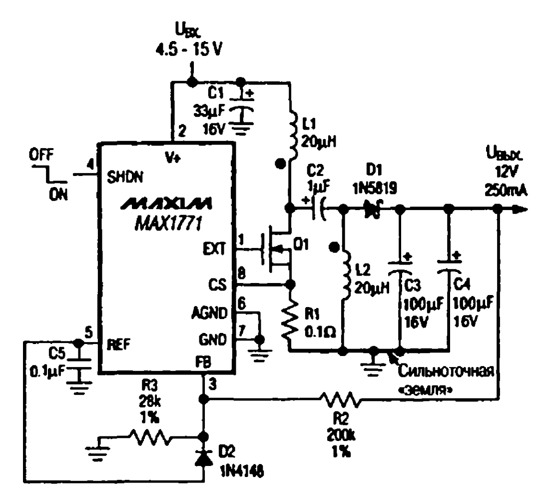


Рис. 7.64
Компенсированный источник питания 12 В

Примечание к рис. Все подсоединения к выводу 3 ИС должны быть выполнены проводами, имеющими минимально возможную длину. Транзистор Q1 – MMFT3055ELTI фирмы Motorola. L1 и L2 – дроссели типа CTX20-4 фирмы Coiltronics. Заземляющая шина (сильноточная «земля») представляет собой проводник с высокими допустимыми значениями проходящих токов.

напряжении 4,5–15 В. В табл. 7.7 представлен список поставщиков компонентов. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-26.)

7.4.30. Бестрансформаторная схема источника питания с входным –48 В и выходным 5 В напряжением

На рис. 7.65 показан пример включения интегральной микросхемы MAX1771, обеспечивающей выходное напряжение 5 В и ток нагрузки 300 мА при входном напряжении –48 В. В схеме не используется трансформатор. Типичное значение КПД преобразования составляет 82%. В табл. 7.7 представлен список поставщиков компонентов. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-27.)

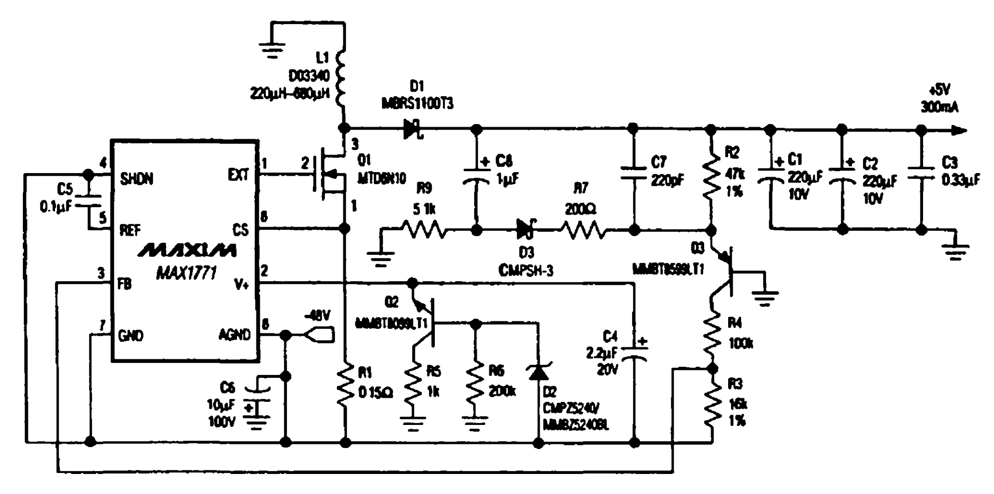


Рис. 7.65. Бестрансформаторный источник с входным –48 В и выходным 5 В напряжением

7.4.31. Монолитный КМОП преобразователь напряжения

На рис. 7.66 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX660, обеспечивающей либо инверсию напряжения, либо удвоение величины положительного напряжения. КПД преобразования имеет нормальное значение 88% при токе нагрузки 100 мА, потеря напряжения составляет 0,65 В, обычное значение выходного импеданса – 6,5 Ом. Ток покоя – 120 мкА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-73.)

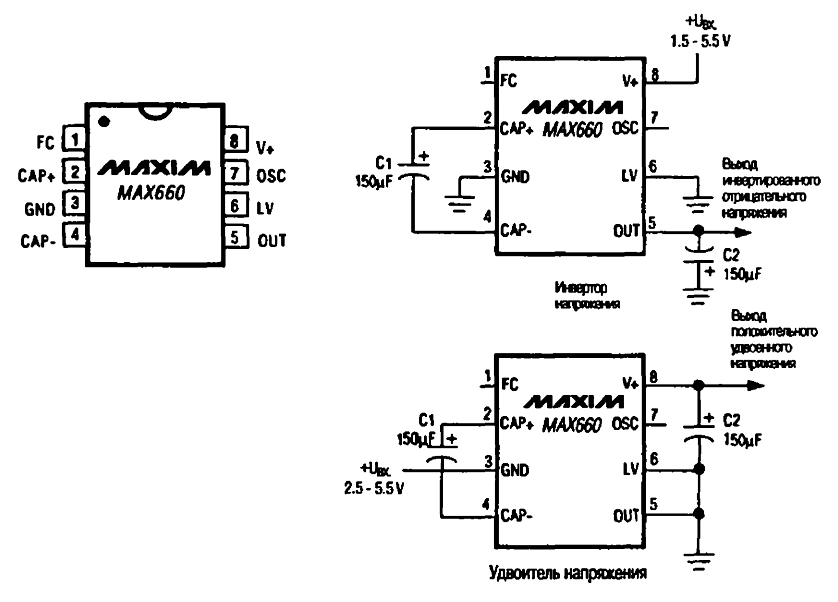


Рис. 7.66. Преобразователь напряжения на ИС MAX660

Примечание к рис. Маркировка выводов микросхемы соответствует виду сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).

7.4.32. Источник питания для программирования микросхем флэш-памяти

На рис. 7.67а приведен пример включения ИС MAX662A (расположение выводов см. на рис. 7.67б), обеспечивающей выходное напряжение +12 В при токе 30 мА, необходимые для побайтового программирования микросхем флэш-памяти. В табл. 7.8 перечислены поставщики комплектующих элементов. На рис. 7.68 и 7.69 показаны схемы включения, предназначенные соответственно для программирования в стандартном (гражданском) диапазоне температур и для расширенного (военного) температурного диапазона. Ток покоя равен 185 мкА, ток в режиме отключения – 0,5 мкА. ИС имеет логический вход для управления отключением, который позволяет осуществлять прямое управление от микропроцессора. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 4-75, 4-79.)

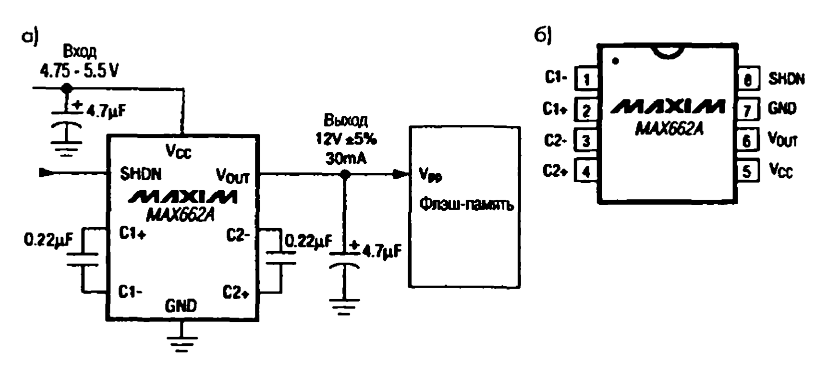


Рис. 7.67. Пример включения ИС MAX662A для программирования флэш-памяти (а); расположение выводов (б)

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхемы соответствует виду сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

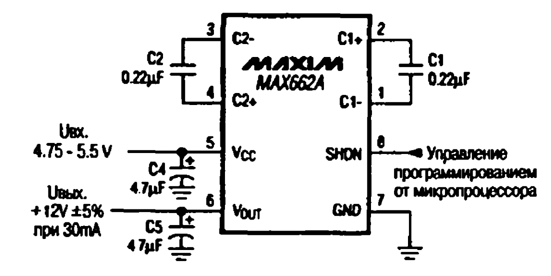


Рис. 7.68
Стандартное включение ИС MAX662A для программирования флэш-памяти

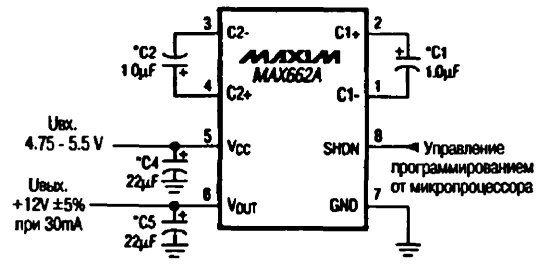


Рис. 7.69
Включение ИС MAX662A при расширенном диапазоне рабочих температур

Примечание к рис. *Конденсаторы, отмеченные звездочкой, должны быть серии 595D (фирмы Sprague) или аналогичными.*

Таблица 7.8. Перечень использованных компонентов и их поставщиков

Поставщик	Телефон	Факс	Тип конденсатора	Номинал конденсатора
Murata Erie	(814) 237-1431	(814) 238-0490	GRM42-6Z5U224M50	0,22 пкФ, керамический (SM)
			PRE123Z5U15M50V	1,0 мкФ, керамический (TH)
Sprague	(603) 224-1961	(603) 224-1430	595D475X9016A7	4,7мкФ, танталовый (SM)
Electric	(207) 324-7223	(207) 324-4140	595D105X9016A7	1,0 мкФ, танталовый (SM)

Примечание к табл. SM предназначен для поверхностного монтажа, а TH – для монтажа в сквозных отверстиях печатной платы.

7.4.33. Источник питания на два выхода с напряжениями +12 и +20 В

На рис. 7.70 приведен пример использования интегральной микросхемы MAX662A при программировании флэш-памяти (см. рис. 7.67–7.69 и табл. 7.8) в качестве источника питания с двумя значениями выходных напряжений. На рис. 7.71 показана зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-80.)

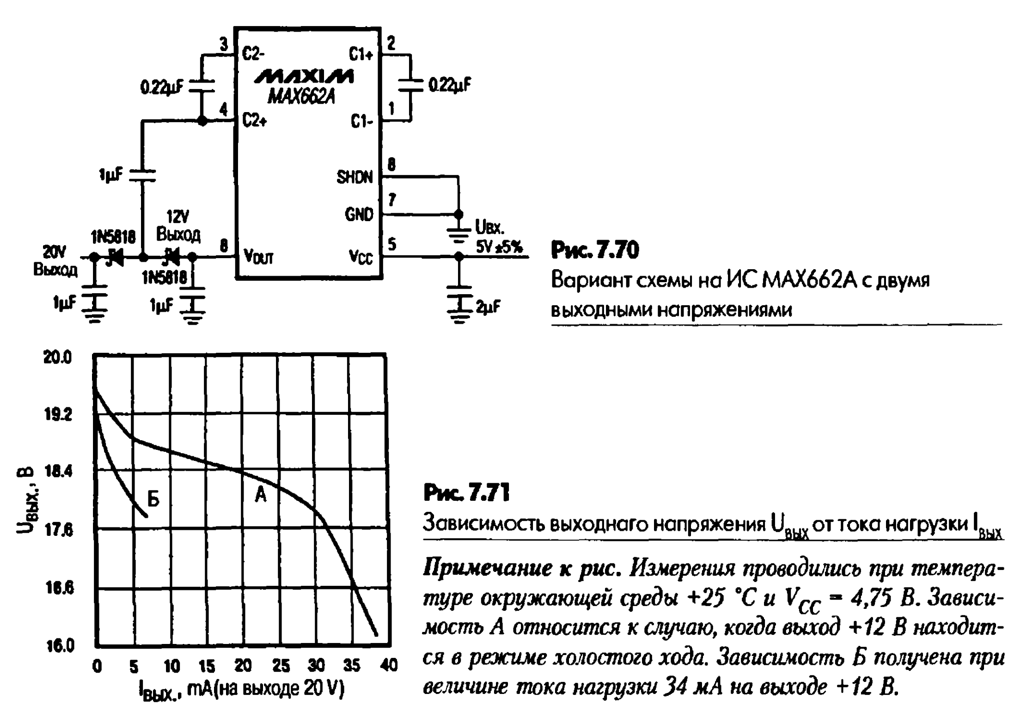


Рис. 7.70

Вариант схемы на ИС MAX662A с двумя выходными напряжениями

Рис. 7.71

Зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от тока нагрузки $I_{вых}$

Примечание к рис. *Измерения проводились при температуре окружающей среды +25 °С и* V_{CC} *= 4,75 В. Зависимость А относится к случаю, когда выход +12 В находится в режиме холостого хода. Зависимость Б получена при величине тока нагрузки 34 мА на выходе +12 В.*

7.4.34. Эффективный инвертирующий источник питания

На рис. 7.72 показан пример использования интегральных микросхем MAX764/765/766 для работы в качестве инверторов с фиксированным выходным напряжением.

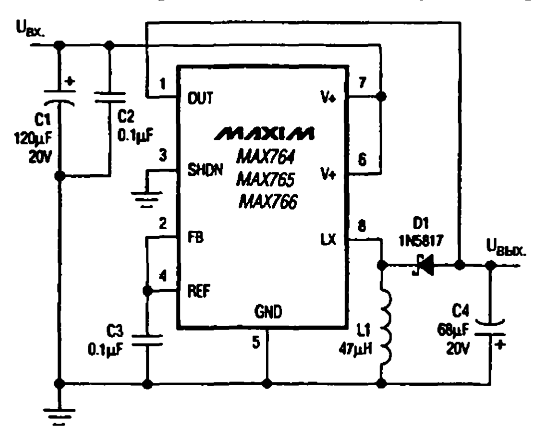


Рис. 7.72

Схема включения инверторов с фиксированным выходным напряжением

В табл. 7.9 приведены выходные и входные напряжения инверторов, а в табл. 7.10 перечислены фирмы, поставляющие компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 4-121, 4-123.)

Таблица 7.9. Выходные и входные напряжения инверторов MAX764/765/766

Микросхема	Выходное напряжение, В	Входное напряжение, В
MAX764	–5	3–15
MAX765	–12	3–8
MAX766	–15	3–5

Таблица 7.10. Перечень использованных компонентов и их поставщиков

Метод производства	Дроссели	Конденсаторы	Диоды
Поверхностный монтаж	Sumida Серия CD75/105 Coiltronics Серия CTX Coilcraft Серия DT/DO3316	Matsuo Серия 267 Sprague Серия 595D/293D AVX Серия TPS	Nihon EC10QS02L (диод Шоттки) EC11 FS1 (кремниевый высокочастотный)
Печатные платы с монтажом миниатюрных элементов в сквозных отверстиях	Sumida Серия RCH855	Sanyo Серия Os-Con (очень низкое значение ЭПС)	Motorola 1N5817, 1N5818 (диоды Шоттки) MUR105 (кремниевый высокочастотный)
Дешевые печатные платы с монтажом в сквозных отверстиях	Renco Серия RL1284	Nichicon Серия PL	

Примечания к табл.:

1. AVX: США (803) 448-9411, факс (803) 448-1943.
2. Coiltronics: США (407) 241-7876, факс (407) 241-9339.
3. Coilcraft: США (708) 639-6400, факс (708) 639-1469.
4. Matsuo: США (714) 969-2491, факс (714) 960-6492; Япония 81-6-337-6450, факс 81-6-337-6456.
5. Motorola: США (800) 521-6274, факс (602) 952-4190.
6. Nichicon: США (708) 843-7500, факс (708) 843-2798; Япония 81-7-5231-8461,
7. Nihon: США (805) 867-2555, факс (805) 867-2556; Япония 81-3-3494-7411, факс 81-3-3494-7414.
8. Renco: США (516) 586-5566, факс (516) 586-5562.
9. Sanyo OS-CON: США (619) 661-6835, факс (619) 661-1055; Япония 81-7-2070-1005, факс 81-7-2070-1174.
10. Sprague Electric Co: США (603) 224-1961, факс (603) 224-1430.
11. Sumida: США (708) 956-0666, факс (708) 956-0702; Япония 81-3-3607-5111, факс 81-3-3607-5144.

7.4.35. Инвертор с изменяемым выходным напряжением

На рис. 7.73 приведен пример использования интегральных микросхем MAX764/765/766 для работы в качестве инверторов с изменяемым выходным напряжением (в пределах от –1,0 до –16 В). Для задания величины выходного напряжения необходимо установить значение сопротивления R1 = 150 кОм, а значение сопротивления R2 определить в соответствии с соотношением:

$$R_2 = R_1 \frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}}, \text{ где } U_{REF} = 1,5\ \text{В}.$$

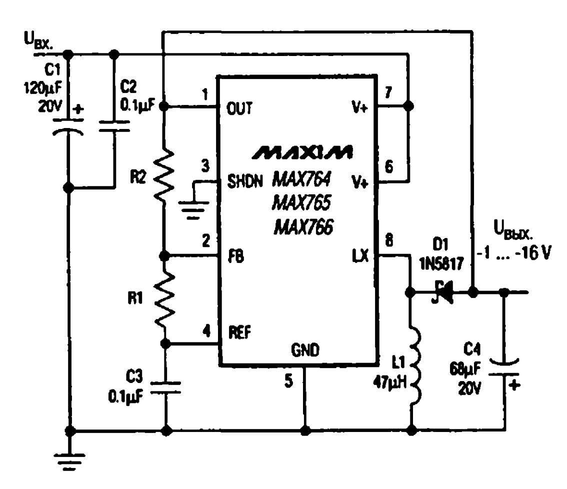


Рис. 7.73
Эффективный инвертор с изменяемым выходным напряжением

7.4.36. Эффективный преобразователь на 5 В

На рис. 7.74 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX770, обеспечивающей выходное напряжение 5 В и ток нагрузки 1 А при входном напряжении 3 В. В табл. 7.11 представлены списки фирм, поставляющих компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 4-149, 4-150.)

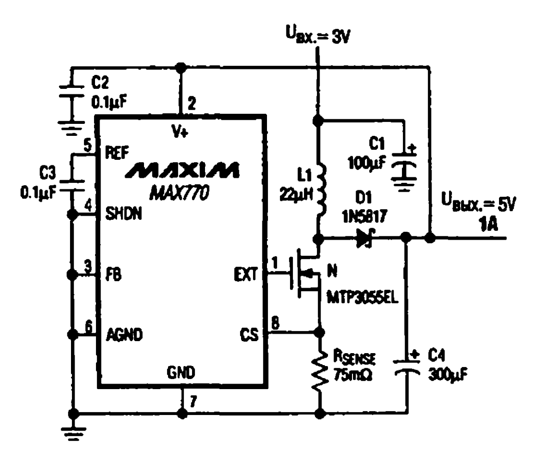


Рис. 7.74
Эффективный преобразователь 3/5 В

7.4.37. Эффективный преобразователь на 12 В с обратной связью

На рис. 7.75 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX771, обеспечивающей выходное напряжение 12 В и ток нагрузки 0,5 А при входном напряжении 5 В. В табл. 7.11 представлены списки фирм, поставляющих компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-150.)

7.4.38. Эффективный преобразователь на 12 В без обратной связи

На рис. 7.76 приведен пример включения интегральных микросхем MAX770/71/72, обеспечивающих выходное напряжение 12 В и ток нагрузки 0,5 А при входном напряжении 5 В. Такой вариант включения ИС в отличие от схемы,

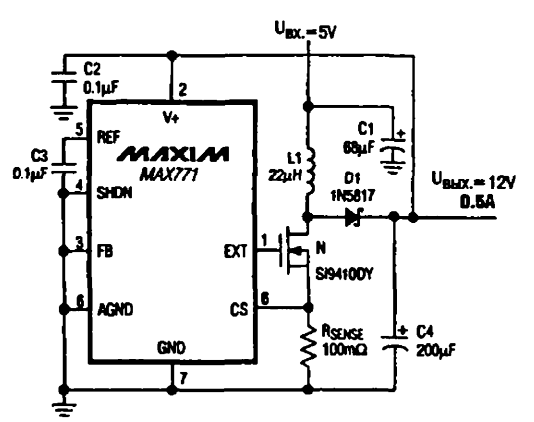


Рис. 7.75
Эффективный преобразователь 5/12 В с обратной связью

показанной на рис. 7.75, требует меньших токов питания, но напряжение питания не должно быть ниже 5 В. При входных напряжениях менее 5 В следует применять схему преобразователя, описанную выше (рис. 7.75). В табл. 7.11 представлены списки фирм, поставляющих компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-150.)

Таблица 7.11. Перечень использованных компонентов и их поставщиков

Метод производства	Дроссели	Конденсаторы	Транзисторы	Диоды
Поверхностный монтаж	Sumida Серия CD54 Coiltronics Серия CTX20	Matsuo Серия 267 Sprague Серия 595D	N-канальные полевые транзисторы Siliconix Si9410DY Si9420DY (высоковольтные) Motorole MTP3055EL MTD20N03HDL	Nihon EC10
Монтаж в сквозных отверстиях печатных плат	Sumida Серия RCH855 Серия RCH110 Renco RL1284-18	Sanyo Серия Os-Con Nichicon Серия PL United Chemi-Con Серия LXF	Типа n-p-n Zetex ZTX694B	Motorola 1N5817-1N5822 MUR115 (высоковольтные)

Примечания к табл.:

1. Coiltronics: США (407) 241-7876, факс (407) 241-9339.
2. Matsuo: США (714) 969-2491, факс (714) 960-6492; Япония 81-6-337-6450, факс 81-6-337-6456.
3. Nichicon: США (708) 843-7500, факс (708) 843-2798.
4. Nihon: США (805) 867-2555, факс (805) 867-2556.
5. Renco: США (516) 586-5566, факс (516) 586-5562.
6. Sanyo: США (619) 661-6835, факс (619) 661-1055; Япония 81-7-2070-1005, факс 81-7-2070-1174.
7. Sumide: США (708) 956-0666, факс (708) 956-0702; Япония 81-3-3607-5111, факс 81-3-3607-5144.
8. United Chemi-Con: США (714) 255-9500, факс (714) 255-9400.
9. Zetex: США (516) 543-7100, факс (516) 864-7630; Великобритания 44-61-627-4963, факс 44-61-627-5467.

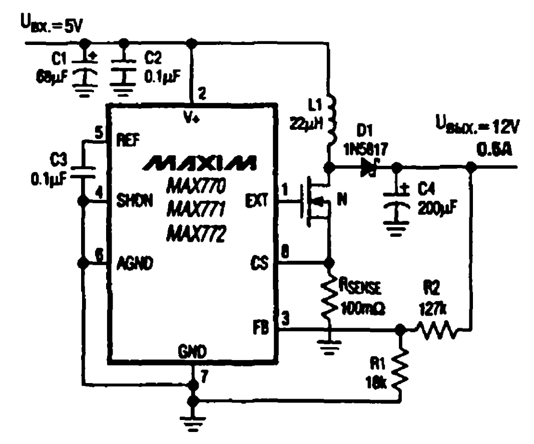


Рис. 7.76
Эффективный преобразователь 5/12 В без обратной связи

Примечание к рис. *Зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от величины опорного напряжения U_{REF} и сопротивлений резисторов R1 и R2 выражается соотношением:*

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right), \text{ где } U_{REF} = 1{,}5\,В.$$

7.4.39. Эффективный маломощный преобразователь на 9 В

На рис. 7.77 показан пример включения интегральных микросхем MAX770/71/72, обеспечивающих выходное напряжение 9 В при входном напряжении 4 В. Преобразователь на этих ИС похож на предыдущий (рис. 7.62), собранный на ИС MAX1771, но его выходная мощность меньше. В табл. 7.11 указаны фирмы, поставляющие компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-150.)

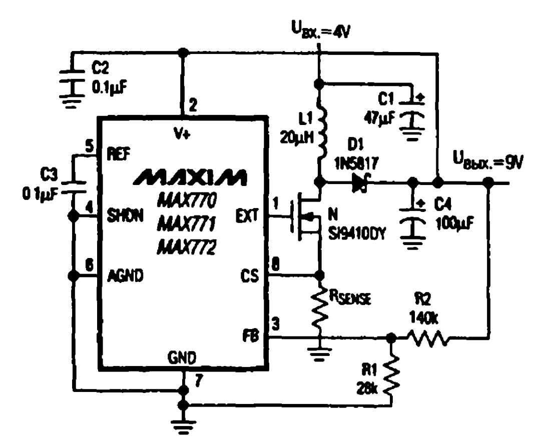


Рис. 7.77
Эффективный маломощный повышающий преобразователь 4/9 В

Примечание к рис. *Зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от величины опорного напряжения U_{REF} и сопротивлений резисторов R1 и R2 выражается соотношением:*

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right), \text{ где } U_{REF} = 1{,}5\,В.$$

7.4.40. Преобразователь на 12 В с функцией контроля напряжения

На рис. 7.78 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX773, обеспечивающей выходное напряжение 12 В и имеющей функцию контроля напряжения (или контроля степени разряженности батареи). В табл. 7.12 приведен разброс значений напряжения U_{TRIP}, а в табл. 7.11 перечислены фирмы, поставляющие компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-151.)

Таблица 7.12. Значения контролируемого напряжения (U_{TRIP})

Минимальное	Номинальное	Максимальное
10,6 В	11,0 В	11,4 В

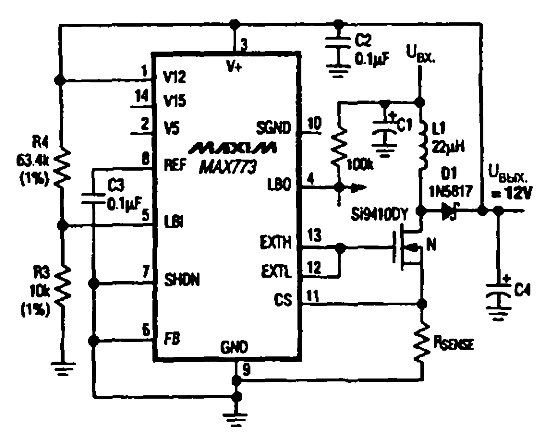


Рис. 7.78
Повышающий преобразователь 5/12 В с фиксированным выходным напряжением

Примечание к рис. Зависимость напряжения U_{TRIP} от величины опорного напряжения U_{REF} и отношение сопротивлений резисторов R3 и R4 выражается соотношением:

$$R_4 = R_3\left(\frac{U_{TRIP}}{U_{REF}} - 1\right) \text{ при } U_{REF} = 1{,}5\,B.$$

7.4.41. Преобразователь на 24 В

На рис. 7.79 приведен пример включения интегральной микросхемы MAX773, обеспечивающей выходное напряжение 24 В и ток нагрузки 30 мА при входном напряжении 5 В. В табл. 7.11 представлены списки фирм, поставляющих компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, р. 4-151.)

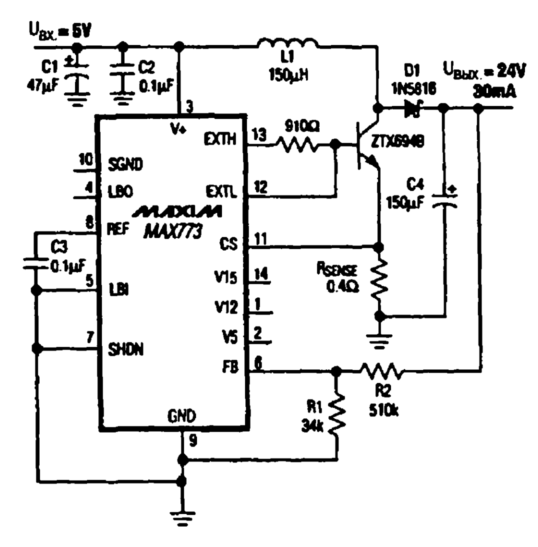


Рис. 7.79
Повышающий преобразователь 5/24 В с фиксированным выходным напряжением

Примечание к рис. Зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от величины опорного напряжения U_{REF} и сопротивлений резисторов R1 и R2 выражается соотношением:

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right) \text{ при } U_{REF} = 1{,}5\,B.$$

7.4.42. Преобразователь на 15 В

На рис. 7.80 приведена схема включения ИС MAX773, обеспечивающая выходное напряжение 15 В при входном напряжении 5 В. В данной схеме не использована компенсационная обратная связь с целью максимального снижения потребления тока. В табл. 7.11 представлены списки фирм, поставляющих компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, р. 4-151.)

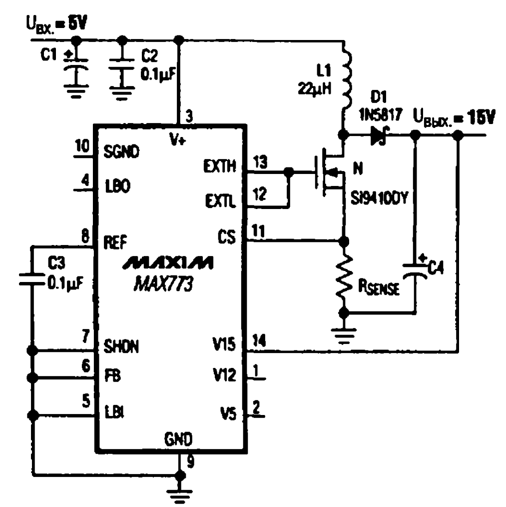


Рис. 7.80
Повышающий преоброзователь 5/15 В
с фиксировонным выходным нопряжением

7.4.43. Преобразователь на 16 В

На рис. 7.81 приведена схема включения ИС MAX773, обеспечивающая выходное напряжение 16 В при входном напряжении 5 В. ИС охвачена компенсационной обратной связью для работы с входными напряжениями менее 5 В. В табл. 7.11 представлены списки фирм, поставляющих компоненты схем. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p. 4-151.)

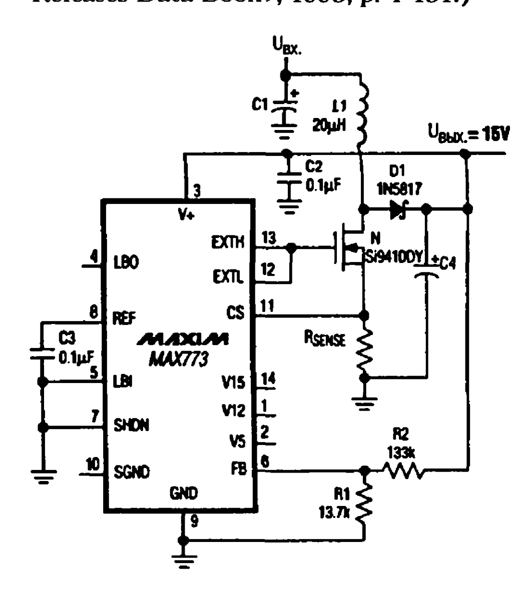


Рис. 7.81
Повышающий преобразователь 5/16 В
с фиксированным выходным напряжением

Примечание к рис. Зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от величины опорного напряжения U_{REF} и сопротивлений резисторов R1 и R2 выражается соотношением:

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right) \text{ при } U_{REF} = 1{,}5\,В.$$

7.4.44. Источник выходного напряжения 100 В

На рис. 7.82 приведена схема включения ИС MAX773, обеспечивающая выходное напряжение 100 В и ток нагрузки 10 мА при диапазоне входного напряжения

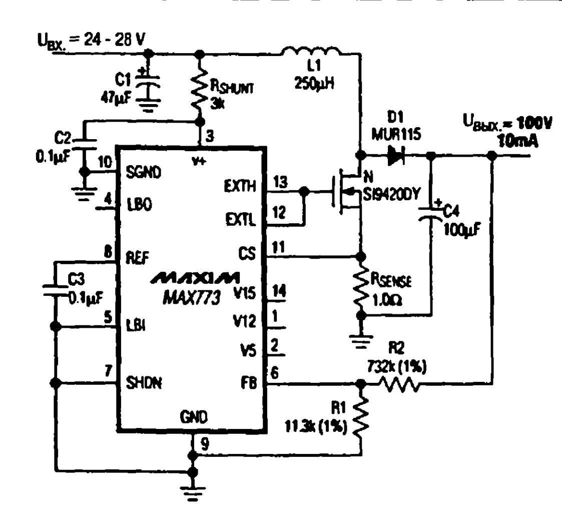


Рис. 7.82

Основная схема включения ИС преобразователя MAX773

Примечание к рис. Зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от величины опорного напряжения U_{REF} и сопротивлений резисторов R1 и R2 выражается соотношением:

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} - 1\right) \text{ при } U_{REF} = 1{,}5\,В.$$

24–28 В. На рис. 7.83 поясняются расчеты, необходимые для выбора значения сопротивления $R_{ШУНТ}$. Эта величина должна быть такой, чтобы ток $I_{ШУНТ}$ превышал 1 мА, но был меньше 20 мА. Если рассчитанное значение тока стабилизатора превышает 20 мА либо ток стабилитрона больше 5 мА и необходимо меньшее значение тока стабилизатора, нужно использовать схему, показанную на рис. 7.84. Применение этой схемы позволит увеличить мощность управления и уменьшить ток стабилитрона при управлении работой N-канальных полевых транзисторов с большими емкостями затворов. Рекомендуемое значение $I_{ШУНТ}$ составляет 3 мА, что обеспечивает требуемый ток смещения схемы, хотя значения тока стабилитрона могут быть выше. Следует отметить, что шунтовый стабилизатор не запирается в режиме отключения и продолжает потреблять расчетный ток стабилитрона. Для предотвращения этого необходимо установить выключатель последовательно с шунтовым резистором. В табл. 7.11 приведены списки фирм, поставляющих компоненты. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1995, p.p. 4-152, 4-154.)

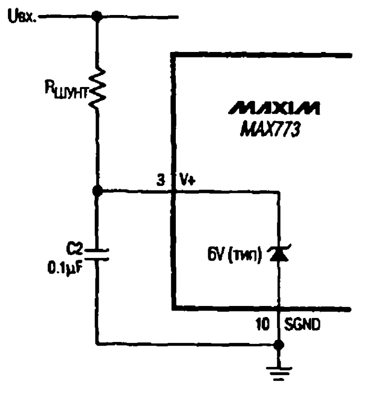


Рис. 7.83

Пояснение расчета сопротивления шунта

Примечание к рис. Расчет тока шунта (стабилитрона) $I_{ШУНТ}$ см. в тексте. Расчет сопротивления шунта $R_{ШУНТ}$ производится по следующей формуле:

$$R_{ШУНТ} = \frac{U_{ВХ(min)} - U_{ШУНТ(max)}}{I_{ШУНТ}}.$$

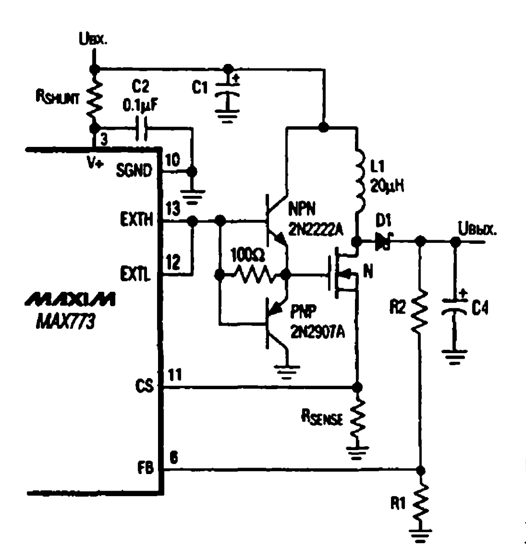


Рис. 7.84

Повышающий преобразователь с уменьшенным током шунта

8. БАТАРЕЙНЫЕ И МИКРОМОЩНЫЕ СХЕМЫ ПИТАНИЯ

Данная глава посвящена схемам источников питания, работающим от батарейных источников (чаще всего от одного гальванического элемента 1,5 В) и характеризующихся сверхмалым потреблением. Для этих схем методики проверки и поиска неисправностей аналогичны процедурам, описанным для соответствующих схем в других главах данной книги, поэтому здесь они повторно не рассматриваются. (В этой главе в основном представлены схемы источников питания, методика проверки и поиска неисправностей для которых приведена в главе 7.) Для тех случаев, когда возникают сомнения в правомерности использования той или иной методики проверки, в описаниях схем сделаны специальные оговорки со ссылками на соответствующие главы. Более подробная информация о микромощных схемах с батарейным питанием приведена в книге J. Lenk «Simplified Design of Micropower and Battery Circuits», 1996, опубликованной в издательстве Butterworth-Heinemann.

8.1. Описание микромощных схем с батарейным питанием

8.1.1. Повышающий импульсный стабилизатор

На рис. 8.1 приведена схема включения ИС MAX630, которую можно использовать в качестве преобразователя постоянного напряжения с выходным напряжением 15 В при токе нагрузки 20 мА. Входное напряжение составляет 2,0–16,5 В, типичное значение тока потребления – 70 мкА, максимальный ток покоя – 1 мкА, типичное значение КПД – 85%. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-49.)

8.1.2. Инвертирующий импульсный стабилизатор

На рис. 8.2 приведена схема включения ИС MAX634, в которой обеспечиваются выходные напряжения –5, –9, –12 или –15 В в зависимости от значения сопротивления R1 (см. табл. 8.1). В табл. 8.2 представлен список производителей катушек

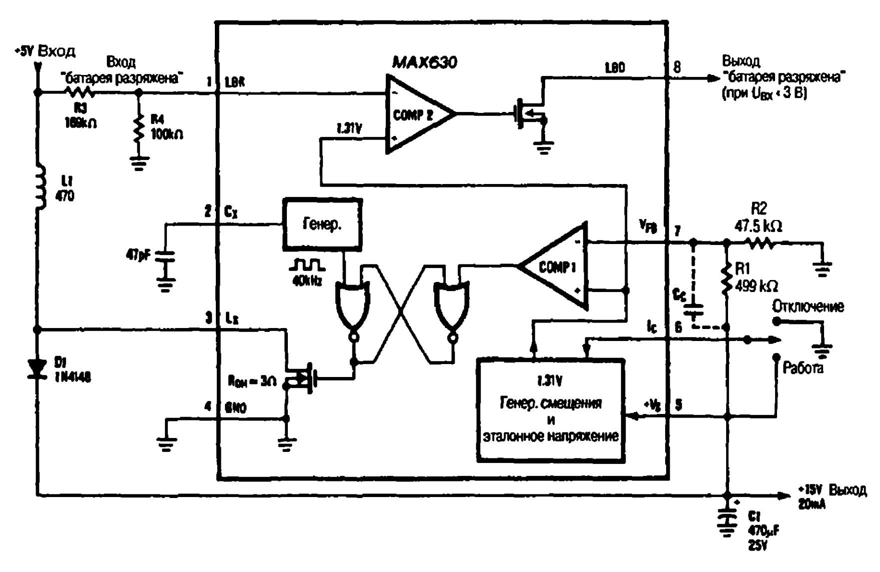


Рис. 8.1. Схема преобразователя на ИС MAX630

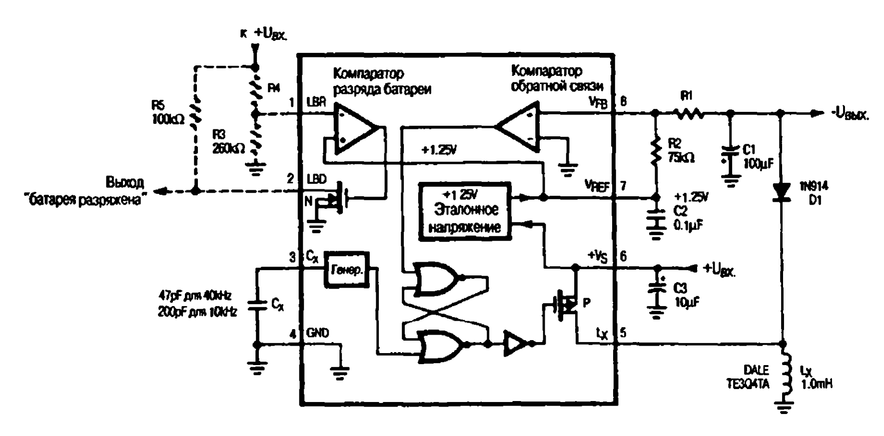


Рис. 8.2. Схема преобразователя на ИС MAX634

индуктивности и сердечников. Величина входного напряжения может составлять от +3 до +16,5 В, типичное значение тока потребления – 100 мкА, а КПД – 85%. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p.p. 4-69, 4-70.)

Таблица 8.1. Зависимость выходного напряжения от сопротивления R1

Выходное напряжение, В	Сопротивление R1, кОм
–5,0	300
–9,0	536
–12,0	720
–15,0	900

Таблица 8.2. Перечень изготовителей моточных изделий

Производитель	Модель	Характеристики
	Залитые катушки индуктивности	
Dale	IHA-104	500 мкГн, 0,5 Ом
Caddell-Burns	6860-19	330 мкГн, 0,33 Ом
TRW	LL-500	500 мкГн, 0,75 Ом
	Герметизированные катушки индуктивности на тороидальных сердечниках	
Dale	TE-3Q4TA	1 мГн, 0,82 Ом
TRW	MH-1	600 мкГн, 1,9 Ом
Torotel Prod.	PT 53-18	500 мкГн, 5 Ом
	Ферритовые и тороидальные сердечники	
Allen Bradley	TO451S100A	Тороидальный сердечник 500 нГн/Т²
Siemens	B64290-K38-X38	Тороидальный сердечник 4 мкГн/Т²
Magnetics	555130	Тороидальный сердечник 53 нГн/Т²
Stackpole	57-3215	Броневой сердечник 14 × 18 мм
Magnetics	G-41408-25	Броневой сердечник 14 × 8 250 нГн/Т²

Примечание к табл. Этот перечень не является официально рекомендуемым фирмой Maxim Integrated Products и не содержит исчерпывающую информацию о производителях данных элементов.

8.1.3. Микромощный стабилизатор напряжения

На рис. 8.3 приведена схема включения ИС MAX663, где выходное напряжение +5 В и ток 40 мА обеспечиваются от батареи 9 В. Максимальное значение тока покоя равно 12 мкА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-125.)

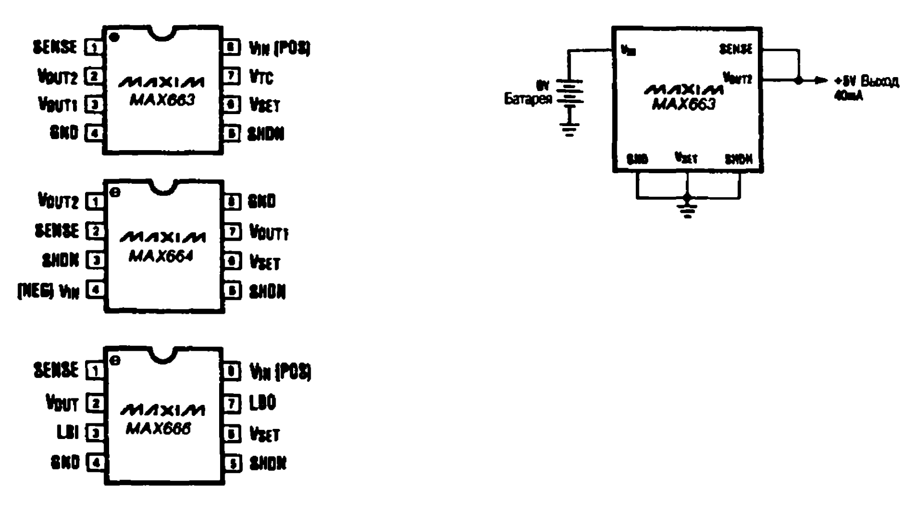


Рис. 8.3. Микромощный стабилизатор напряжения на ИС MAX663

Примечание к рис. Маркировка выводов микросхем соответствует виду сверху.

8.1.4. Стабилизатор +5 В с малым падением напряжения

На рис. 8.4 приведена схема включения ИС MAX667, в которой обеспечивается фиксированное выходное напряжение +5 В. В схеме использовано минимальное количество компонентов, входное напряжение может составлять от +3,5 до +16,5 В. Типичные значения тока покоя в номинальном режиме равно 20 мкА, в режиме отключения – 0,2 мкА. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-137.)

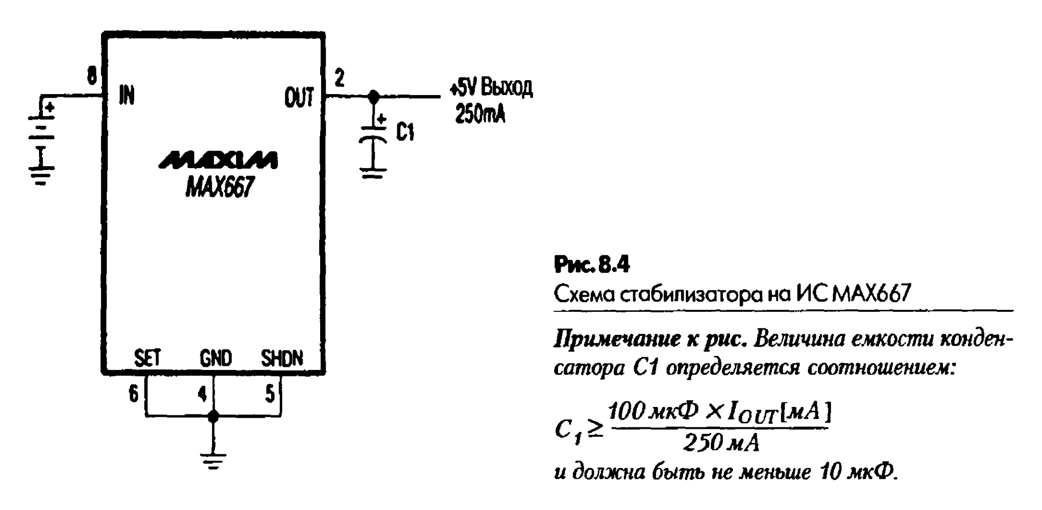


Рис. 8.4
Схема стабилизатора на ИС MAX667

Примечание к рис. *Величина емкости конденсатора C1 определяется соотношением:*

$$C_1 \ge \frac{100\,мкФ \times I_{OUT}[мА]}{250\,мА}$$

и должна быть не меньше 10 мкФ.

8.1.5. Регулируемый стабилизатор с малым падением напряжения

На рис. 8.5 приведена схема включения ИС MAX667, которая обеспечивает выходное напряжение от +1,3 до +16 В. В схеме также предусмотрена функция контроля

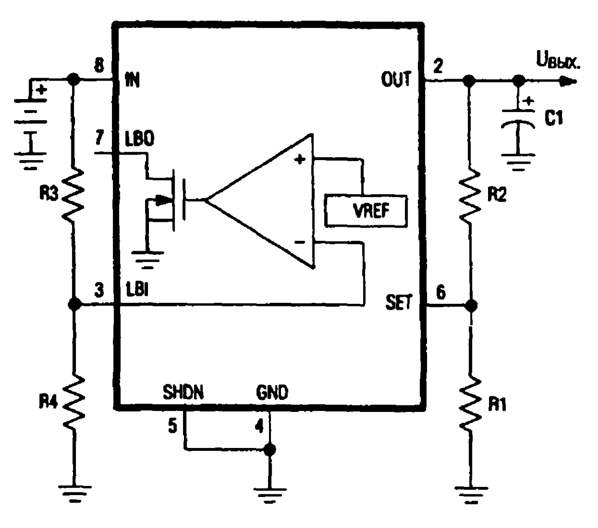


Рис. 8.5
Схема регулируемого стабилизатора на ИС MAX667

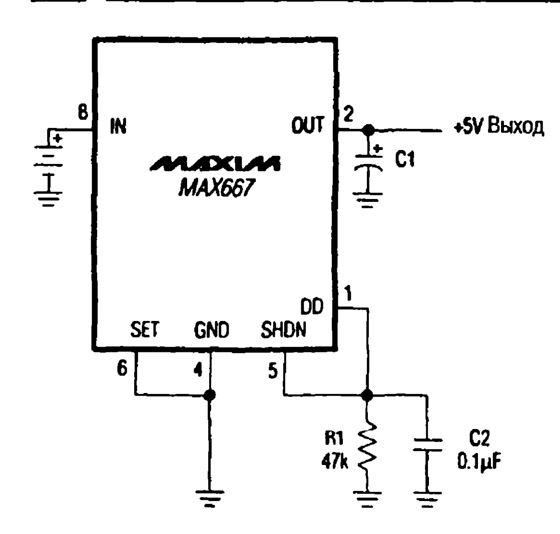


Рис. 8.6
Стабилизатор на ИС MAX667 со сниженным током покоя

разряда батареи. Если принять, что сопротивление R1 = 1 МОм, то необходимое значение выходного напряжения задается резистором R2, величина которого определяется по формуле: $R2 = R1\ (U_{ВЫХ}/V_{SET} - 1)$, где $V_{SET} = 1{,}225$ В. При величине сопротивления резистора R4, равной 2,4 МОм, выбор необходимого порогового значения разряда батареи производится подбором величины сопротивления R3 в соответствии с выражением: $R3 = R4\ (V_{BATT}/V_{LBI} - 1)$, где V_{BATT} – пороговое значение детектора уровня разряда батареи, а R3 и R4 – резисторы входного делителя LBI. Например, при величине выходного напряжения $U_{ВЫХ} = 5$ В пороговое значение напряжения разряда батареи, равное 5,5 В, можно установить, используя сопротивление 8,2 МОм для резистора R3 и 2,4 МОм для резистора R4. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-137.)

8.1.6. Уменьшение тока покоя

Схема, приведенная на рис. 8.6, показывает, каким образом в режиме холостого хода (отсутствия нагрузки) ток покоя интегральной микросхемы MAX667 (см. рис. 8.4 и 8.5) можно снизить примерно до 160 мкА. Нужно иметь в виду, что эта схема увеличивает падение напряжения приблизительно на 0,1 В. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-138.)

8.1.7. Снижение минимального тока покоя

Схема на рис. 8.7 показывает, как дополнительно уменьшить ток покоя в режиме отсутствия нагрузки для интегральной микросхемы MAX667 (см. рис. 8.4 и 8.5) по сравнению со схемой, приведенной на рис. 8.6. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1992, p. 4-138.)

8.1.8. Эффективный понижающий стабилизатор напряжения +5 В

На рис. 8.8 показана схема включения ИС MAX639, которая обеспечивает выходное напряжение +5 В при токе нагрузки 100 мА. Входное напряжение может составлять от +5,5 до +11,5 В. Максимальный ток покоя – 20 мкА, типичное значение

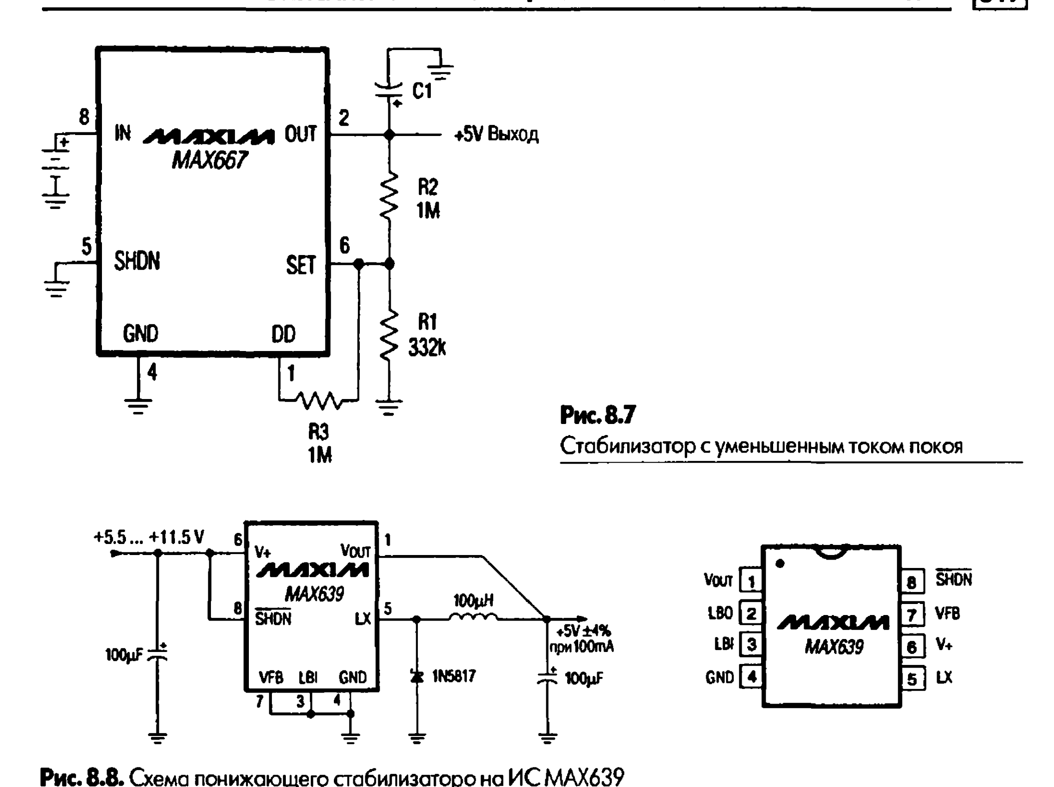


Рис. 8.7
Стабилизатор с уменьшенным током покоя

Рис. 8.8. Схема понижающего стабилизатора на ИС MAX639

Примечание к рис. Входной развязывающий конденсатор должен располагаться на расстоянии не более 1 см от вывода V+ (вывод 6 интегральной микросхемы). Если же развязывающий конденсатор расположен на большем расстоянии, то на расстоянии менее 1 см от вывода V+ должен быть установлен высокочастотный керамический конденсатор емкостью 0,1 мкФ. Маркировка выводов микросхемы приведена для вида сверху. ИС выполнена в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).

падения напряжения – 0,5 В (при токе нагрузки 100 мА), а КПД превышает 90%. (См. «Maxim High Reliability Data Book», 1993, p. 4-31.)

8.1.9. Низковольтный повышающий преобразователь

На рис. 8.9 приведена схема включения ИС MAX654, которая при входном напряжении 1,5 В (один гальванический элемент) обеспечивает выходное напряжение +5 В и ток нагрузки 40 мА. Минимальное входное напряжение, гарантирующее работоспособность, равно 1,15 В. Ток покоя в режиме отключения составляет 80 мкА. (См. «Maxim High Reliability Data Book», 1993, p. 4-37.)

8.1.10. Повышающий преобразователь напряжения на 3,3/5 В

На рис. 8.10 приведена схема включения ИС MAX756, которая обеспечивает выходное напряжение 5 В и ток нагрузки 200 мА либо выходное напряжение 3,3 В и ток нагрузки 300 мА (в зависимости от сигнала $3/\bar{5}$ на выводе 2). При этом

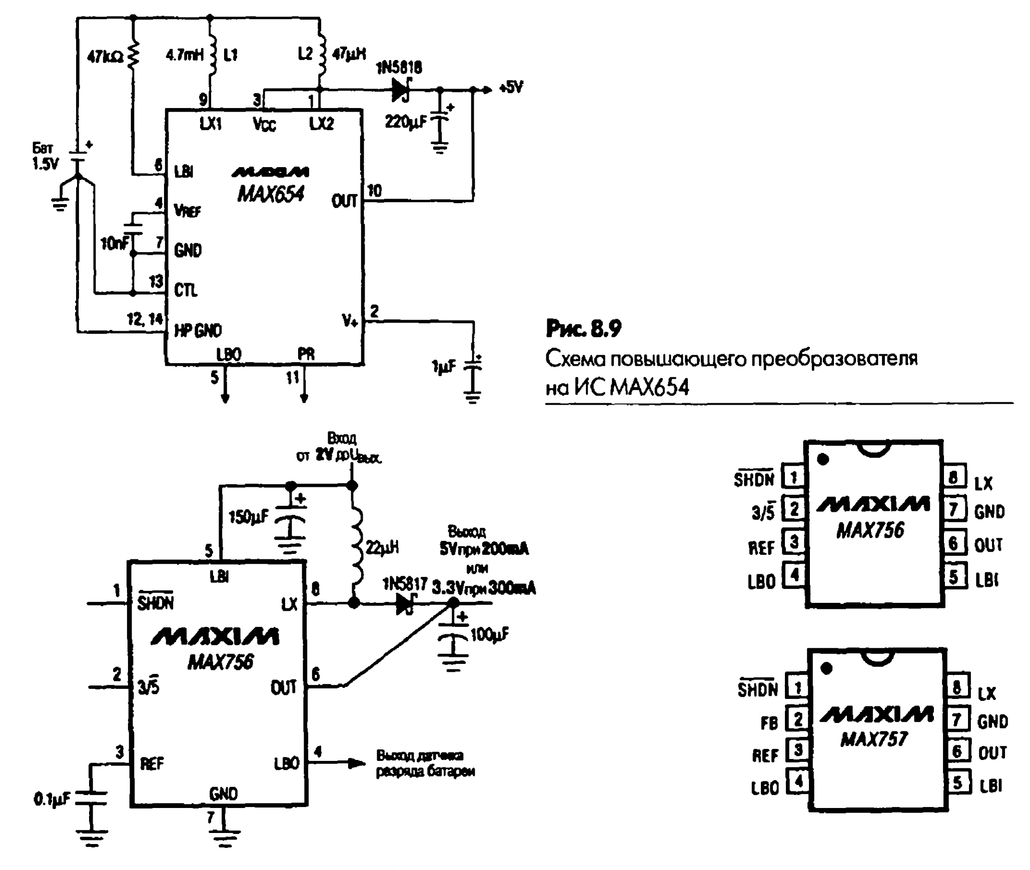


Рис. 8.9 Схема повышающего преобразователя на ИС MAX654

Рис. 8.10. Схема повышающего преобразователя на ИС MAX756

Примечание к рис. *Маркировка выводов микросхемы соответствует виду сверху. ИС выполняется в плоском корпусе с двухрядным расположением восьми выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).*

значение входного напряжения составляет от 1,1 до 5,5 В, ток покоя – 60 мкА, ток в режиме отключения – 20 мкА, а КПД – 87% (для тока нагрузки 200 мА). (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 4-173.)

8.1.11. Регулируемый повышающий преобразователь

На рис. 8.11 приведена схема включения ИС MAX757, которая обеспечивает регулируемое выходное напряжение 2,7–5,5 В и имеет функцию контроля разряда батареи. В табл. 8.3 представлен список поставщиков компонентов. При использовании резистора R2 с сопротивлением 100 кОм значение выходного напряжения определяется сопротивлением резистора R1:

$$R_1 = R_2\left[\frac{U_{ВЫХ}}{U_{REF}} + 1\right],$$

где $U_{REF} = 1{,}25$ В.

При сопротивлении резистора R4, равном 100 кОм, сопротивление R3 для заданного порогового значения разряда батареи определяется по формуле:

$$R_3 = R_4\left[\frac{U_{BX}}{U_{REF}} - 1\right],$$

где U_{REF} = 1,25 В. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p. 4-178.)

Таблица 8.3. Поставщики компонентов к ИС MAX757

Метод производства	Дроссели	Конденсаторы
Поверхностный монтаж	Sumida CD54-220 (22 мкГн) Coiltronics CTX20-1	Matsuo серия 267
Миниатюрные для монтажа в сквозных отварстиях печатных плат	Sumida RCH654-220	Sanyo серия Os-Con органические полупроводники с низким значением ЭПС
Для монтажа в сквозных отверстиях недорогих печатных плат	Renco RL 1284-22 Coilcraft PCH-27-223	Maxim MAXC00 1150 мкФ электролитические с низким значением ЭПС Nichicon серия PL электролитические с низким значением ЭПС United Chemi-Con серия LXF

Примечания к табл.:

1. Collcraft (США): (708) 639-6400.
2. Coiltronics (США): (305) 781-8900.
3. Matsuo – США: (714) 969-6291, факс (714) 960-6492; Япония: (06) 332-0871.
4. Nichicon (США): (708) 843-7500, факс (708) 843-2798.
5. Renco (США): (516) 586-5566, факс (516) 586-5562.
6. Sanyo Os-Con USA – США: (619) 661-6835; Япония: (0720) 70-1005, факс (0720) 70-1174.
7. Sumida – США: (708) 956-0666; Япония: (03) 3607-5111, факс (03) 3607-5428.
8. United Chemi-Con (США): (708) 696 2000, факс (708) 640-6311.

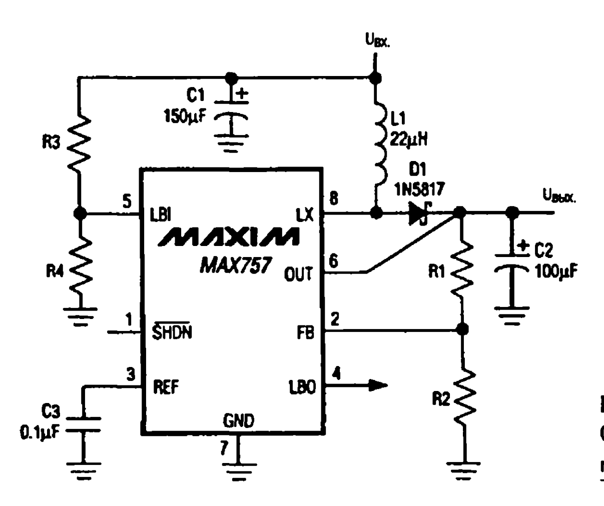


Рис. 8.11

Схема регулируемого повышающего преобразователя

8.1.12. Стабилизатор/зарядное устройство для четырех никель-кадмиевых аккумуляторов

На рис. 8.12 приведена схема включения драйвера на мощных МОП транзисторах на базе управляющей работой четырех аккумуляторов ИС LTC1155. Эта схема имеет напряжение питания 5 В, не использует дополнительные элементы и способна подавать управляющее напряжение 12 В на затворы двух n-канальных силовых МОП транзисторов. Ее можно применять в источниках питания портативных компьютеров. (Батарея из четырех никель-кадмиевых аккумуляторов обеспечивает питание напряжением 5 В.) Транзисторы Q3 и Q4 должны иметь теплоотводы. Стабилизатор отключается микропроцессором при снижении напряжения на блоке аккумуляторов ниже 4,6 В. Ток стабилизатора напряжением 5 В и ток нагрузки 2 А в ждущем режиме составляет менее 10 мкА. Стабилизатор снова включается после возрастания напряжения аккумуляторов в процессе их заряда. (См. «Linear Technology», Design Note 51, p. 1.)

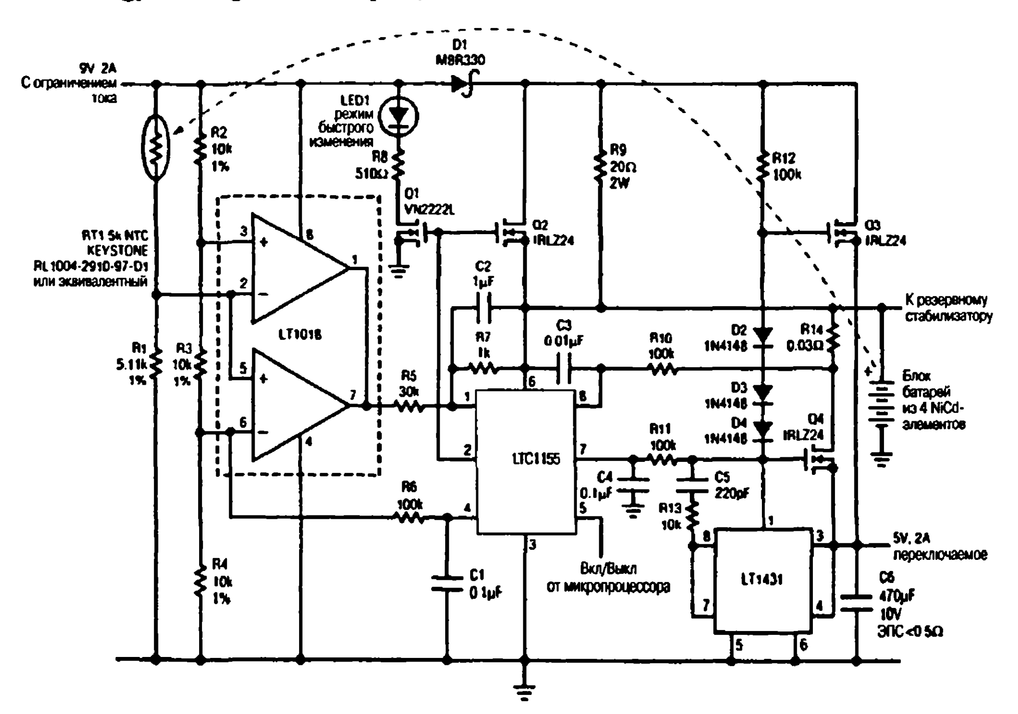


Рис. 8.12. Схема стабилизатора/зарядного устройства на ИС LTC1155

8.1.13. Термочувствительное зарядное устройство для никель-кадмиевых аккумуляторов

На рис. 8.13 приведена простая схема термочувствительного зарядного устройства для никель-кадмиевых аккумуляторов, а на рис. 8.14 – зарядные характеристики. Термопары воспринимают одновременно температуру заряжаемых элементов и окружающей среды. Интегральная микросхема A1 обеспечивает необходимое

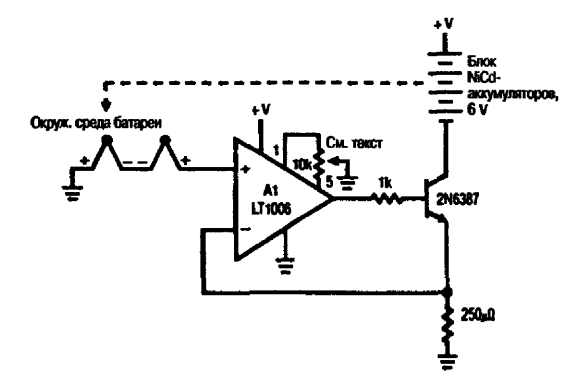


Рис. 8.13
Схема термочувствительного зарядного устройства

Примечание к рис. В схеме используются термопары типа К (≈40 мкВ/°С). Подстроечный потенциометр может быть исключен (см. текст). Все заземленные точки необходимо соединить непосредственно с источником (см. текст). Сопротивление 250 мкОм (ШУНТ) изготовлено из провода диаметром 2,053 мм (калибр #12) и длиной 4,57 мм.

усиление для сигнала термопар, имеющего микровольтный уровень. Потенциометр сопротивлением 10 кОм подстраивает необходимый уровень смещения нуля, обеспечивая положительное выходное напряжение, достаточное для включения транзистора. На рис. 8.15 показан простой способ изготовления недорогого низкоомного шунта с использованием провода небольшой длины или дорожки печатной платы. Сопротивление шунта зависит от типа и длины используемого проводника. Меняя его значения, можно установить требуемые характеристики заряда. В табл. 8.4 представлены зависимости сопротивления от длины проводов различных диаметров, а также некоторые особенности шунтов, выполненных с применением провода или печатного проводника. Такой шунт должен иметь отдельные контакты для измерений (по схеме Кельвина), чтобы большие токи не влияли на результат. (См. «Linear Technology», Application Note 37, p. 4.)

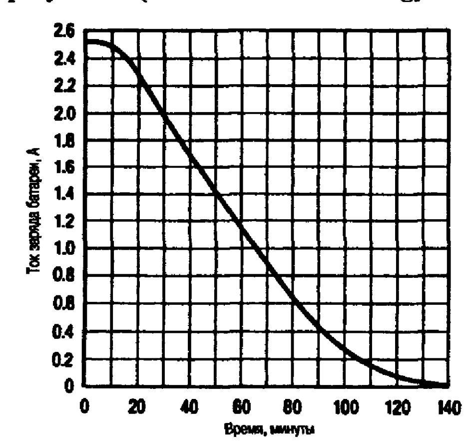


Рис. 8.14. Зависимость зарядного тока от времени заряда

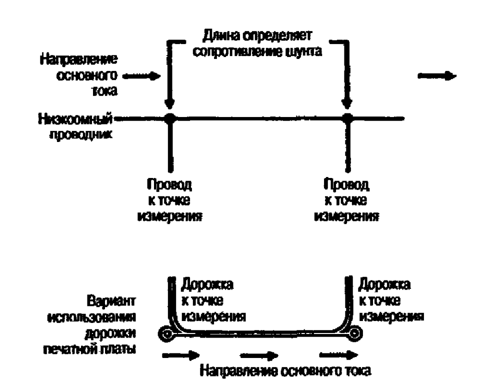


Рис. 8.15. Схема подключения низкоомного шунта к термочувствительному зарядному устройству

8.1.14. Зарядное устройство для никель-кадмиевых аккумуляторов

На рис. 8.16 представлено термочувствительное зарядное устройство батареи никель-кадмиевых аккумуляторов, подключенной к «земле». Транзистор включен по

Таблица 8.4. Зависимость сопротивления проводов от их длины и калибра

Стандартный калибр	Диаметр, мм	Удельное сопротивление, мкОм/см
10	2,59	32,7
11	2,3	39,4
12	2,05	51,2
13	1,83	63
14	1,63	82,7
15	1,45	104,3
16	1,29	131,9
17	1,15	165,7
18	1,02	208,7
19	0,91	263,8
20	0,81	350,4
21	0,72	393,7
22	0,64	511,8
23	0,54	669,3
24	0,51	826,8
25	0,455	1063

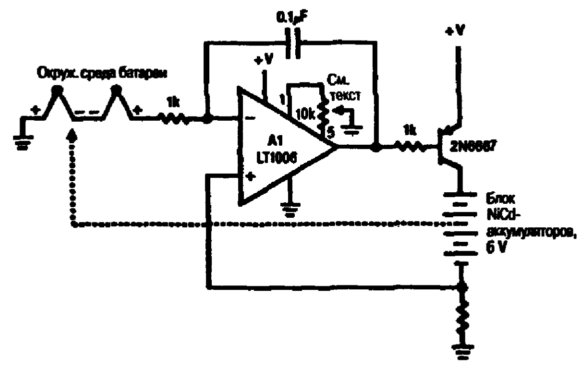


Рис. 8.16
Схема термочувствительного зарядного устройства с заземлением батареи

Примечание к рис. Подстроечный потенциометр может быть исключен. Все заземленные точки необходимо соединить проводниками непосредственно с источником питания. Используются термопары типа K (≈40 мкВ/°С) Сопротивление 250 мкОм изготовлено из провода диаметром 2,053 мм (калибр #12) и длиной 4,57 мм.

схеме с общим эмиттером, следовательно, входные сигналы интегральной микросхемы A1 инвертированы. Тем не менее схемы, приведенные на рис. 8.13 и 8.16, работают одинаково. Необходимо учесть, что в обоих случаях подстроечный потенциометр можно исключить, если в интегральной микросхеме LT1006 (при ее заказе изготовителю) будет задан требуемый уровень напряжения смещения нуля. Все соединения с «землей» должны быть выполнены особенно внимательно и качественно; провода с нулевым потенциалом следует выводить и подсоединять непосредственно к общему выводу источника питания. (См. «Linear Technology», Application Note 37, p. 2.)

8.1.15. Переключаемое термочувствительное зарядное устройство

На рис. 8.17 представлена схема термочувствительного зарядного устройства для никель-кадмиевых аккумуляторов, работающего в режиме переключения. В схемах,

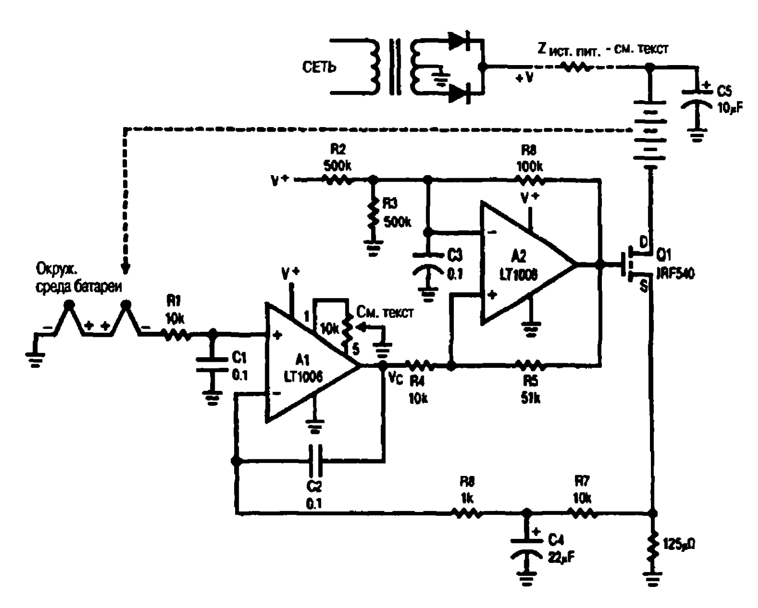


Рис. 8.17. Схема переключаемого термочувствительного зарядного устройства

Примечание к рис. *Подстроечный потенциометр может быть исключен (см. выше). Все заземленные точки необходимо соединять проводниками непосредственно с источником питания. Используются термопары типа К (≈40 мкВ/°С).*

приведенных на рис. 8.13 и 8.16, транзистор рассеивает некоторую мощность, что создает определенные проблемы в случае очень малых объемов для монтажа, характерных для микромощных схем. Работа схемы, изображенной на рис. 8.17, основана на возможности внутреннего сопротивления трансформатора ограничивать ток, проходящий через Q1 и батарею аккумуляторов. Полное сопротивление источника питания можно задать при выборе трансформатора. (См. «Linear Technology», Application Note 37, p. 3.)

8.1.16. Термочувствительное зарядное устройство для никель-кадмиевых аккумуляторов с низкоомным источником заряда

На рис. 8.18 приведена схема зарядного устройства, в которой источник имеет малое значение полного сопротивления. Выход в данной схеме представляет собой понижающий импульсный стабилизатор. Микросхема 74С04 обеспечивает инверсию фазы и управление Q1 – р-канальным МОП транзистором. (См. «Linear Technology», Application Note 37, p. 4.)

8.1.17. Контроллер ускоренного заряда аккумуляторов NiCd/NiMH

На рис. 8.19 приведена схема использования ИС MAX713 в качестве устройства для быстрого заряда током 1 А двух аккумуляторов. Изменяя значения сопротивления R_{SENSE} и соединений PGM0-PGM3 (как указано в справочной документации на ИС), можно повысить зарядные токи и увеличить количество заряжаемых аккумуляторов. На рис. 8.20 представлена маркировка выводов, а на

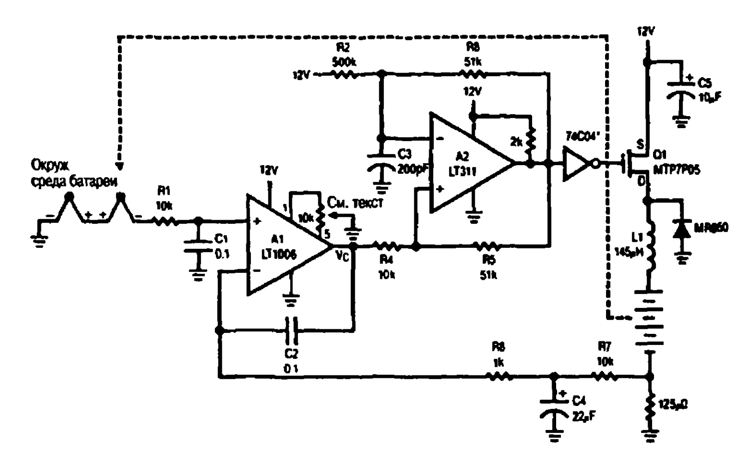


Рис. 8.18. Схема зарядного устройства для источника с низким полным сопротивлением

Примечание к рис. Подстроечный потенциометр может быть исключен. Все заземленные точки необходимо соединить проводниками непосредственно с источником питания. Все шесть элементов микросхемы 74C04 должны быть включены параллельно. Дроссель L1 фирмы Pulse Engineering # PE-92105. Используются термопары типа К (≈40 мкВ/°С).

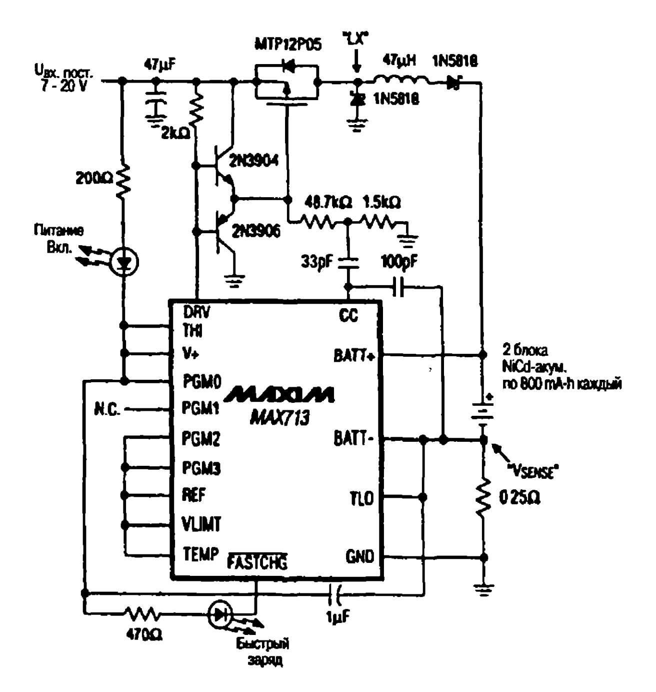


Рис. 8.19. Схема контроллера ускоренного заряда аккумуляторов

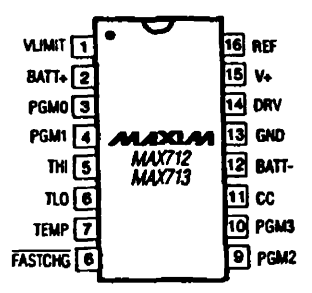


Рис. 8.20. Расположение и назначение выводов ИМС MAX712/713

Примечание к рис. Маркировка выводов микросхемы соответствует виду сверху. Интегральные микросхемы выполнены в плоском корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP-корпус) или в малогабаритном корпусе (SO-корпус).

рис. 8.21 – осциллограммы напряжений в схеме. Необходимо учесть, что схема на рис. 8.19 не может обслуживать нагрузку в процессе заряда. Как правило, она

используется вместе с сетевым адаптером, преобразующим переменный ток в постоянный. Этот адаптер содержит трансформатор, мостовой выпрямитель и конденсатор, выполнен в виде компактного блока и вставляется в сетевую розетку. На рис. 8.22–8.24 даны характеристики трех таких преобразователей, имеющихся на потребительском рынке. Выбирая сетевой адаптер, необходимо быть уверенным, что при максимальном снижении напряжения преобразователя во время быстрого заряда уровень выходного напряжения адаптера все-таки будет превышать максимальное значение напряжения аккумуляторов как минимум на 1 В. На рис. 8.25 приведена схема управления прекращением заряда с помощью термисторов, имеющих отрицательный температурный коэффициент (NTC). В качестве T1 и T2 необходимо использовать однотипные термисторы одного номинала, чтобы получить одинаковое изменение их сопротивлений во всем температурном диапазоне. Напряжение на выводе TEMP составляет 1 В (относительно вывода BATT–), когда температура аккумуляторов равна температуре окружающей среды. Некоторые типы аккумуляторных блоков выпускаются со встроенным термистором, подключенным к отрицательному выводу блока аккумуляторов. В этом случае надо воспользоваться схемой, представленной на рис. 8.26. Термисторы T2 и T3 можно заменить обычными стандартными резисторами, если приемлем абсолютный температурный предел прекращения заряда.

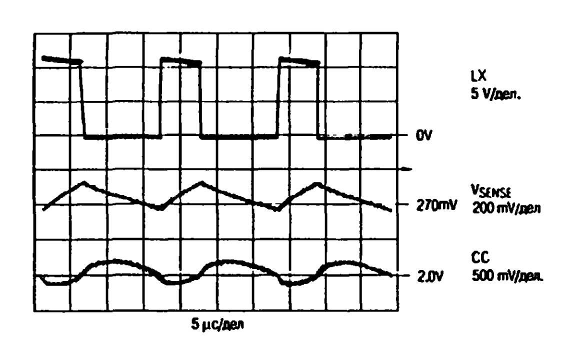


Рис. 8.21. Осциллограммы напряжений в схеме контроллера

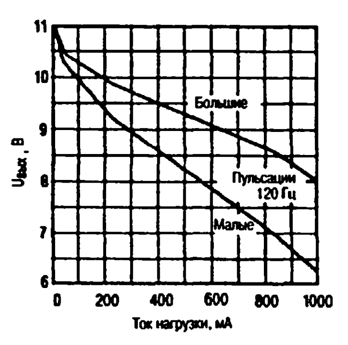


Рис. 8.22. Зависимость выходного напряжения сетевого адаптера от тока нагрузки – сетевой адаптер AC-190 фирмы Sony (9 В постоянного тока, 800 мА) для радиоприемников

Когда входное напряжение ($U_{ВХ.\ ПОСТ}$) отключено, абсолютное максимальное входное напряжение на выводе BATT+ должно ограничиваться внешними элементами схемы, как показано на рис. 8.27. При использовании батареи имеются некоторые потери на резисторе R_{SENSE}. Они могут быть значительными только в том случае, когда сопротивление R_{SENSE} намного больше внутреннего сопротивления аккумуляторного блока. Схему, приведенную на рис. 8.28, можно использовать для шунтирования R_{SENSE} в тех случаях, когда питание зарядного устройства отключено. На рис. 8.29 показана схема, позволяющая с помощью выходов логического

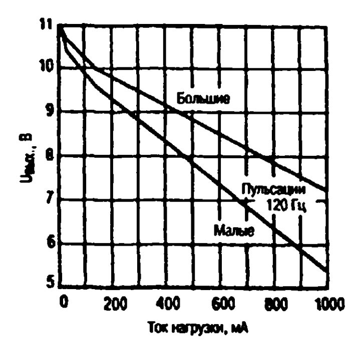


Рис. 8.23. Зависимость выходного напряжения сетевого адаптера от тока нагрузки – сетевой адаптер AC-96N фирмы Sony (9 В постоянного тока, 600 мА) для проигрывателей компакт-дисков

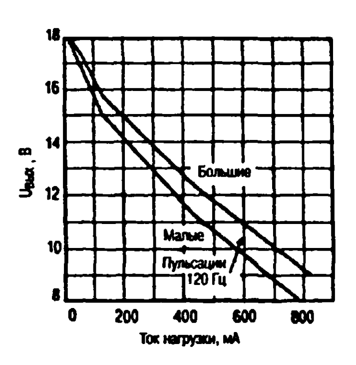


Рис. 8.24. Зависимость выходного напряжения сетевого адаптера от тока нагрузки – сетевой адаптер KX-A11 фирмы Panasonic (12 В постоянного тока, 500 мА)

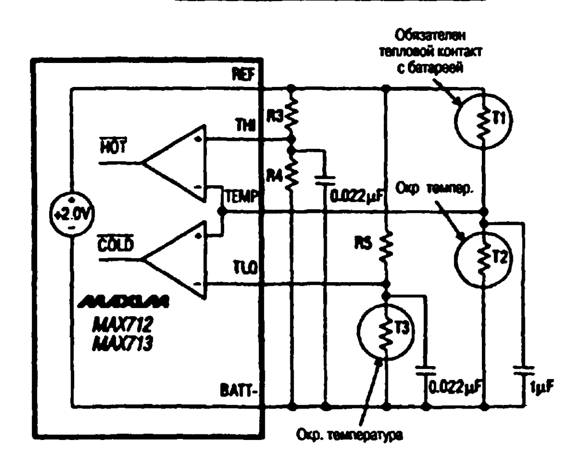


Рис. 8.25

Схема термисторного управления прекращением заряда

Примечание к рис. Если допустимо прекращение заряда по предельной абсолютной температуре, термисторы T2 и T3 можно заменить стандартными резисторами.

Рис. 8.26

Вариант схемы управления прекращением заряда для встроенных термисторов

Примечание к рис. В случае, если допустимо прекращение заряда по предельной абсолютной температуре, T2 и T3 можно заменить стандартными резисторами.

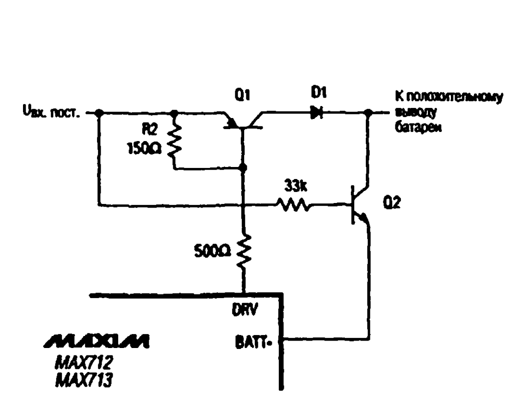


Рис. 8.27. Ограничение максимального входного напряжения на выводе BATT+

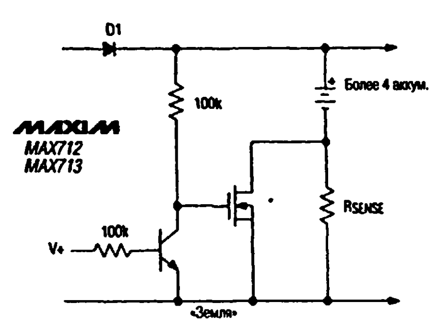


Рис. 8.28. Шунтирование R_{SENSE} при отключении питания зарядного устройства

*Примечание к рис. * – n-канальный силовой полевой МОП транзистор с низким* R_{ON}.

уровня определить режим работы зарядного устройства, а на рис. 8.30 – схема управления светодиодами, индицирующими режимы работы зарядного устройства. (См. «Maxim New Releases Data Book», 1994, p.p. 4-60–4-64.)

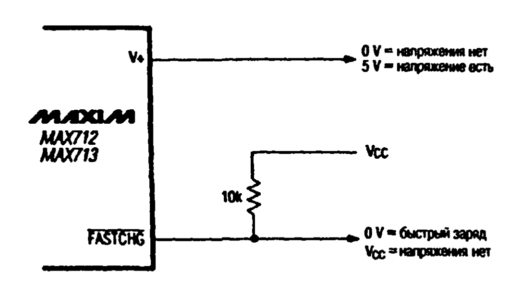


Рис. 8.29. Определение режима работы зарядного устройства

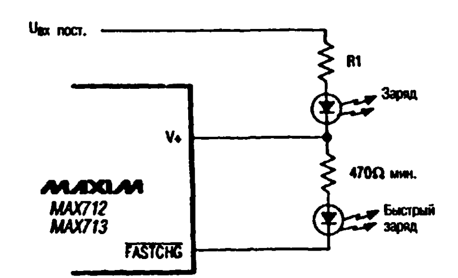


Рис. 8.30. Индикация режима работы зарядного устройства светодиодами

8.1.18. Зарядное устройство с линейным стабилизатором

На рис. 8.31 представлена схема использования ИС MAX713 в устройстве ускоренного заряда (с линейной стабилизацией) никель-кадмиевых и никель-металлогидридных аккумуляторов. Здесь решены две взаимосвязанные проблемы, которые имеют место в портативных источниках питания, – переключение с батарейного питания на сетевое при включении внешнего сетевого адаптера в розетку и заряд аккумуляторов. ИС MAX713 обеспечивает ток питания системы одновременно с зарядом аккумуляторов, контролируя и стабилизируя ток аккумулятора. На рис. 8.32 показана рабочая область схемы. ИС MAX713 должна быть запрограммирована на требуемое количество аккумуляторов и время заряда посредством перемычек, как указано в технической документации. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 2.)

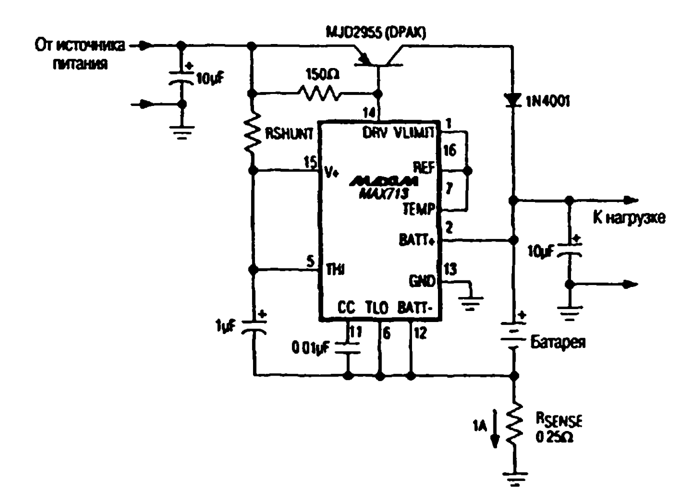


Рис. 8.31

Устройство ускоренного заряда с линейной стабилизацией

Примечание к рис. Дополнительные межвыводные соединения для задания количества и времени заряда аккумуляторов (PGM0 – PGM3) представлены в технических описаниях интегральных микросхем MAX713/MAX712.

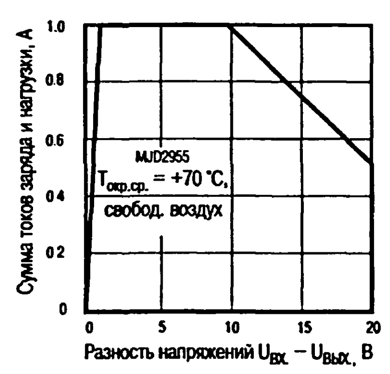


Рис. 8.32

Зависимость разности входного и выходного напряжений от суммарного тока заряда и нагрузки

8.1.19. Источник питания флуоресцентных ламп подсветки

На рис. 8.33 приведена схема использования ИС MAX752 в качестве источника питания для флуоресцентных (люминесцентных) ламп с холодным катодом. Такие лампы требуют высоковольтного питания переменным напряжением от отдельного источника. Это связано с тем, что источник питания лампы физически должен находиться рядом с табло (для снижения потерь из-за емкости кабеля). Как правило, флуоресцентная лампа с холодным катодом потребляет около 2 Вт от источника переменного тока с напряжением 400 В для зажигания дуги и включения лампы (при этом в момент включения лампы источник должен иметь напряжение около 1200 В). В рассматриваемой схеме ИС MAX752 действует как импульсный стабилизатор тока, питающего оконечный каскад классического генераторного преобразователя Роера. Схема Роера управляет трансформатором (33:1), который повышает напряжение до высоковольтного (порядка 1200 В). Емкость конденсатора C2 и индуктивность первичной обмотки трансформатора образуют резонансный контур, вырабатывающий для лампы синусоидальный управляющий сигнал с низким значением электромагнитных помех. Пульсирующий сигнал, пропорциональный току лампы, после однополупериодного выпрямления

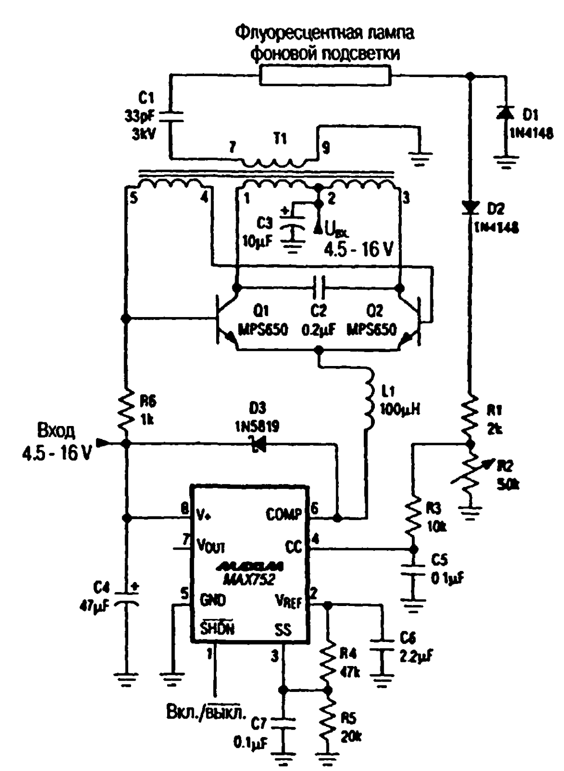


Рис. 8.33

Схема источника питания для люминесцентных ламп подсветки

Примечание к рис.
T1 – SUMIDA 6345-020 или COILTRONICS CTX110092-1.
L2 – COILTRONICS CTX100-4.
C2 – WIMA FKP2 (с низкими потерями).

подается на вход обратной связи ИС MAX752. Это поддерживает ток флуоресцентной лампы на постоянном уровне. Требуемая яркость фоновой подсветки табло устанавливается резистором R2. (См. «Maxim Engineering Journal», vol. 3, 1994, p. 51.)

8.1.20. Комбинированный источник питания ЖК дисплея

На рис. 8.34 приведена схема включения ИС MAX753, в которой обеспечивается как фоновая подсветка, так и контрастность ЖК дисплея. Постоянное напряжение контрастности от –12 до –24 В вырабатывается при совместной работе мощного стабилизатора и схемы перекачивания заряда, управляемых внутренним пятиразрядным ЦАП, что обеспечивает микропроцессорное управление яркостью. Схема работает при входных напряжениях 6–20 В, ток покоя составляет 3 мА, выходная мощность – 3 Вт. (См. «Maxim Engineering Journal», vol. 3, 1994, p. 53.)

8.1.21. Источник питания ЖК дисплея с цифровой подстройкой

На рис. 8.35 приведена схема включения ИС MAX749 в качестве источника питания цепи регулировки контрастности ЖК дисплея с цифровой подстройкой отрицательного выходного напряжения. На рис. 8.36 представлена зависимость КПД от тока нагрузки. ИС имеет внутренний пятиразрядный ЦАП, который подстраивает напряжение питания ЖК дисплея (в пределах значений от одной трети до полномасштабного) с помощью последовательного интерфейса. При

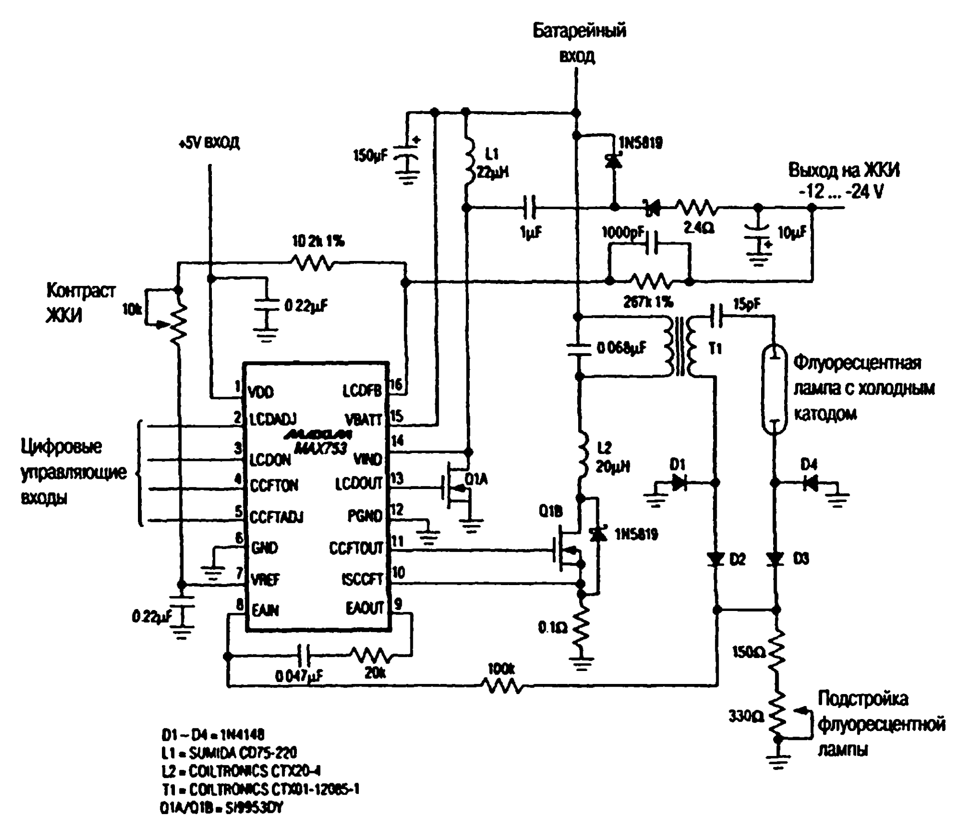


Рис. 8.34. Схема комбинированного источника питания ЖК дисплея

Примечание к рис. *Для приведенных на схеме элементов входное напряжение батареи может составлять 8,5–16 В. Элементы схемы для подстройки контрастности ЖК дисплея и флуоресцентной лампы с холодным катодом необязательны.*

этом не требуются подстроечные потенциометры. Схема работает при входных напряжениях 2–6 В, ток покоя составляет 310 мкА, выходной ток может достигать 25 мА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 46.)

8.1.22. Источник отрицательного напряжения для ЖК дисплея

На рис. 8.37 приведена схема включения ИС MAX759 в качестве источника питания цепи регулировки контрастности ЖК дисплея с выходным напряжением –24 В, использующего автотрансформатор. На рис. 8.38 показана зависимость КПД от тока нагрузки. ИС имеет встроенный р-канальный МОП транзистор с малым значением насыщения. Использование автотрансформатора сглаживает импульсные токи с высокими пиками и снижает импульсное напряжение на переключающем транзисторе. Схема работает при входных напряжениях 4–6 В (максимальное значение разности между входным и выходным напряжениями – 30 В), ток покоя схемы составляет 3,7 мА, выходной ток может достигать 50 мА. L1 при монтаже нужно

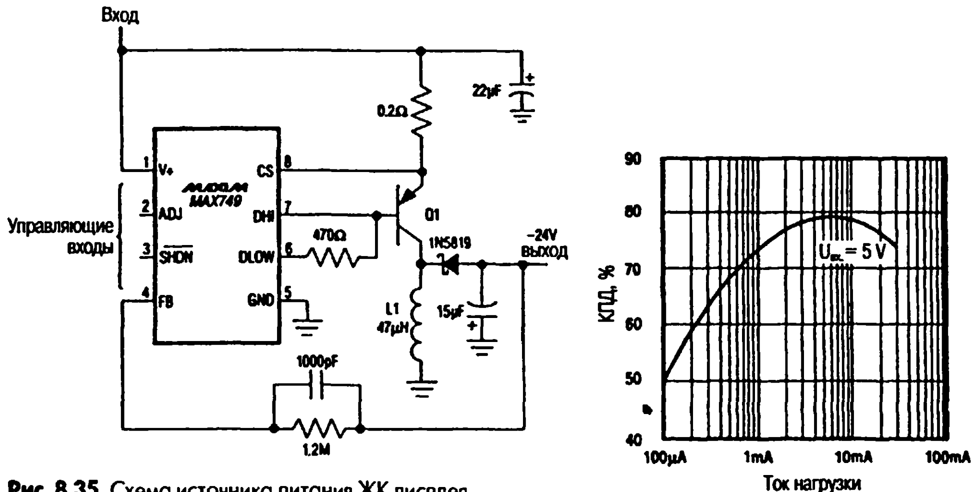


Рис. 8.35. Схема источника питания ЖК дисплея с цифровой подстройкой

Примечание к рис. L1 – SUMIDA CD54-470. Q1 – ZETEXZTX750

Рис. 8.36. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

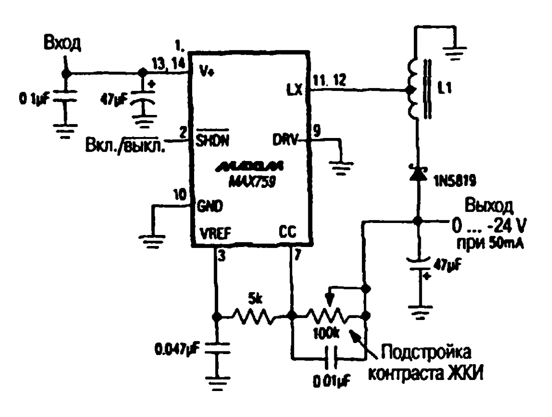


Рис. 8.37

Схема источника питания ЖК дисплея на ИС MAX759

***Примечание к рис.** ИС выключается при напряжении на выводе 2 менее 0,25 В; включается при напряжении, которое превышает величину ($U_{ВХ}$ – 0,5 В).*

располагать как можно ближе к ИС для снижения индуктивной составляющей сопротивления проводника печатной платы, подключенного к выводу L_X. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p.p. 47–48.)

8.1.23. Микромощный источник питания ЖК дисплея

На рис. 8.39 приведена схема включения ИС MAX634 в качестве микромощного источника питания цепи регулировки контрастности ЖК дисплея, имеющего выходное напряжение, регулируемое в диапазоне –5...–15 В. На рис. 8.40 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Эта схема источника питания в основном пригодна для использования в небольших мультиплексируемых ЖК дисплеях, например в телефонах сотовой связи. Схема работает при входных напряжениях 4–6 В (максимальное значение разности между входным и выходным напряжениями составляет

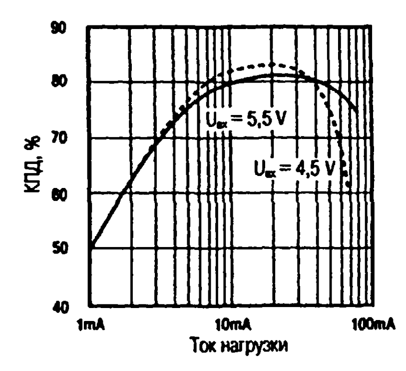


Рис. 8.38
Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

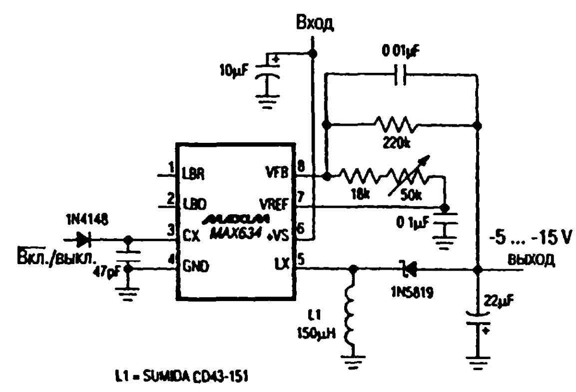


Рис. 8.39
Схема микромощного источника питания ЖК дисплея

Примечание к рис. Выключение происходит при напряжении выше 3В, включение – при напряжении менее 0,2 В.

24 В), ток покоя равен 500 мкА, выходной ток может достигать 10 мА. На рис. 8.41 представлена схема, в которой увеличение максимальной разности между входным и выходным напряжениями достигается путем замены дросселя автотрансформатором. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 48.)

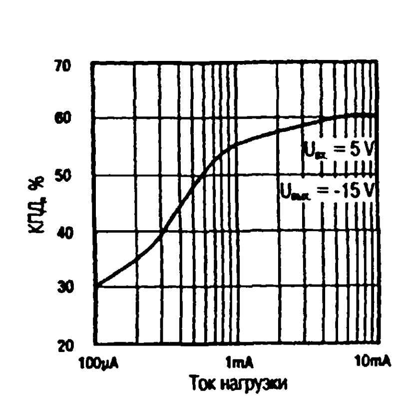


Рис. 8.40. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

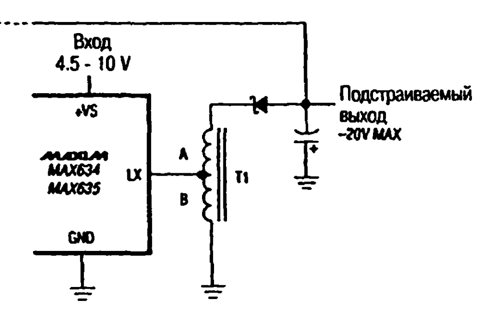


Рис. 8.41. Схема с максимальной разностью между входным и выходным напряжениями

Примечание к рис. В трансформаторе Т1 отношение количества витков в обмотках составляет А:В = 3:1 или более. Индуктивность первичной обмотки (В) равна 220 мкГн при токе 400 мА.

8.1.24. Источник питания ЖК дисплея с перекачиванием заряда

На рис. 8.42 приведена схема включения ИС MAX634 в качестве источника питания цепи регулировки контрастности ЖК дисплея, в котором для повышения эффективности использован принцип перекачивания заряда. На рис. 8.43 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Применение данной схемы особенно целесообразно в случае работы источника питания ЖК дисплея непосредственно от батареи, поскольку в ней импульсный стабилизатор усиливает входное напряжение до более высокого положительного выходного напряжения, а отрицательное выходное напряжение образуется при перекачивании заряда с помощью переключающего узла. Схема работает при входном напряжении 4–16 В (4–8 элементов), потребляет ток 330 мкА в режиме покоя и обеспечивает выходной ток до 30 мА. Необязательное подключение D1 (на схеме показано пунктирной линией) используется, когда напряжение батареи превышает абсолютное значение выходного напряжения. Если такая возможность полностью исключена, следует соединить D1 с «землей». (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection» 1994, p.p. 49, 50.)

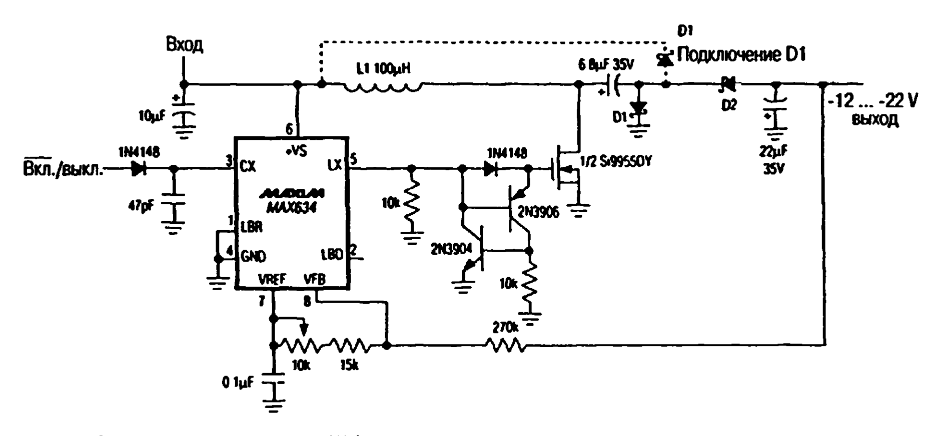


Рис. 8.42. Схема источника питания ЖК дисплея с перекачиванием заряда

Примечание к рис. *ИС выключается, когда напряжение на выводе 3 превышает 3 В, и включается при напряжении менее 0,2 В. Если в качестве D1 и D2 применяются диоды 1N5819, КПД составляет 89%, а при использовании 1N4148 – 80%. В качестве дросселя L1 рекомендуется применять Coiltronics CTX100-4 (подключение 7 или 8 гальванических элементов на входе) либо Sumida CDR-74 или Coiltronics CTX100-2 (подключение на входе 6 гальванических элементов).*

8.1.25. Источник для цепи регулировки контрастности цветного ЖК дисплея

На рис. 8.44 приведена схема включения ИС MAX641 в качестве источника питания цепи регулировки контрастности ЖК дисплея с положительным выходным напряжением 26–38 В (для цветных дисплеев). На рис. 8.45 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Схема работает при входном напряжении 4,5–15 В (5–8 элементов), потребляет ток 550 мкА в режиме покоя (входное напряжение – 5 В и выходное – 26 В) либо 1 мА (входное напряжение – 9,6 В и выходное – 38 В) и способна обеспечить выходной ток до 30 мА. Нестабильность выходного тока

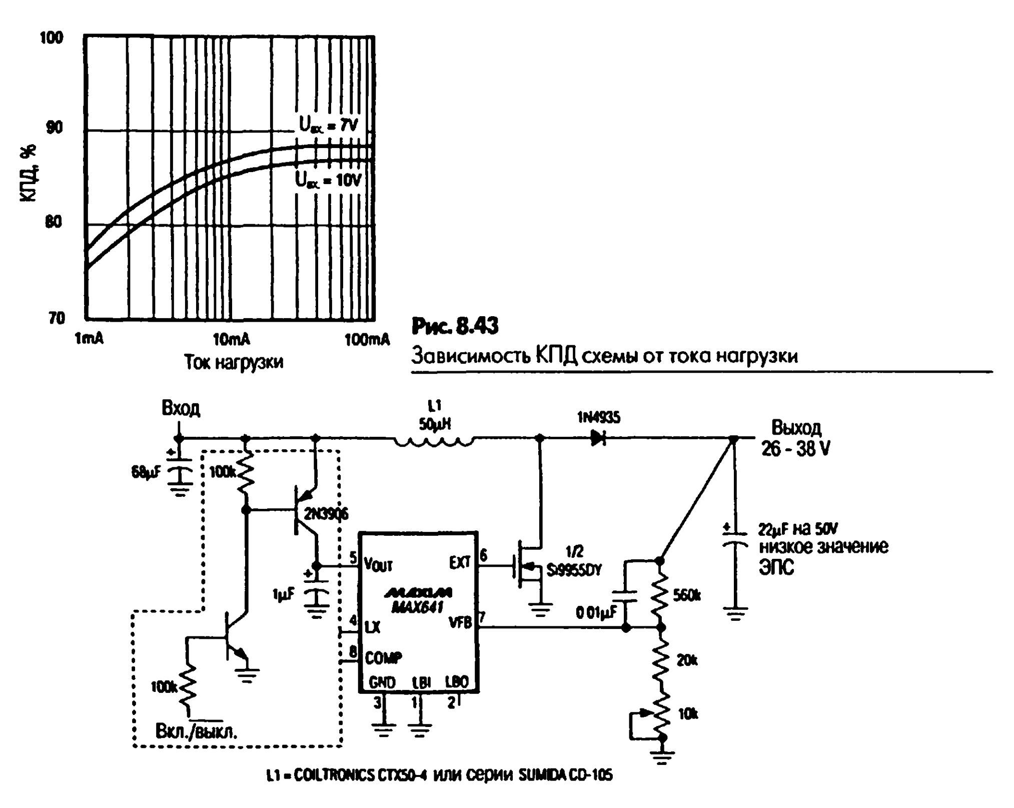


Рис. 8.43
Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

Рис. 8.44. Схема источника питания цветного ЖК дисплея

Примечание к рис. Напряжение выключения – менее 0,4 В; напряжение включения превышает 1 В. П. ктирной линией на схеме обведена схема отключения, которая может использоваться дополнитель.

стабилизированного источника при изменении нагрузки составляет 0,06%/мА нестабильность выходного напряжения – 0,16%/В, уровень выходного шума – 200 мВ от пика до пика. Диапазон входных напряжений делает схему пригодно для использования входного стабилизированного напряжения +5 В либо дл непосредственного питания от батарей. При входных напряжениях более 7

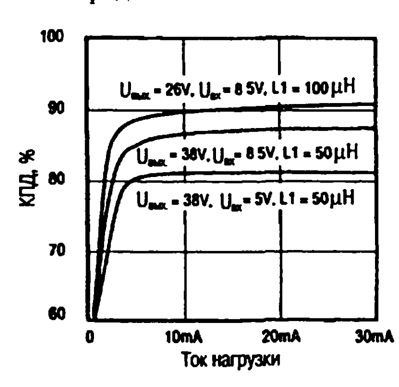


Рис. 8.45
Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

необходимо применить дроссель с индуктивностью 100 мкГн (фирмы Coiltronics CTX100-4) для снижения шумов и пульсаций на выходе. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 50.)

8.1.26. Сдвоенный драйвер, переключающий повышенные напряжения

На рис. 8.46 приведена схема включения ИС LTC1155 в качестве драйвера транзисторных МОП переключателей, подсоединенного к выводам с повышенным напряжением (см. главу 2). Питаясь от источника с напряжением 5 В, схема вырабатывает напряжение 12 В, достаточное для полного открывания n-канальных МОП транзисторов. При этом не требуются внешние компоненты. Типичное значение потребляемого схемой тока составляет 85 мкА при полном открывании транзисторов и 8 мкА при переводе ИС LTC1155 в режим ожидания (оба входа выключены). Такая комбинация n-канальных МОП переключателей с малым падением напряжения и микромощного драйвера – очень эффективное средство управления мощностью при комплексных нагрузках. Эффективность переключения на уровне 99% – явление обычное. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 1.)

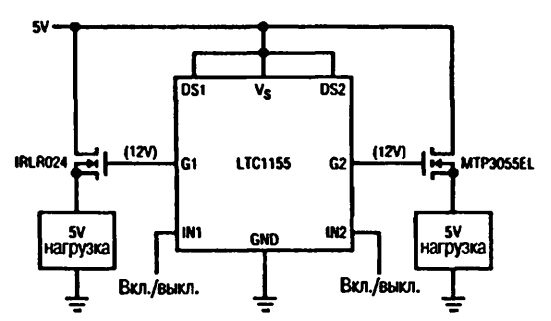


Рис. 8.46
Схема сдвоенного драйвера на повышенные напряжения

8.1.27. Сдвоенный переключающий драйвер повышенного напряжения

На рис. 8.47 показан вариант включения интегральной микросхемы LTC1155 в качестве переключающего драйвера для напряжений, превышающих 9 В. Эта схема аналогична предыдущей (см. рис. 8.46), за исключением дополнительных стабилитронов. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 2.)

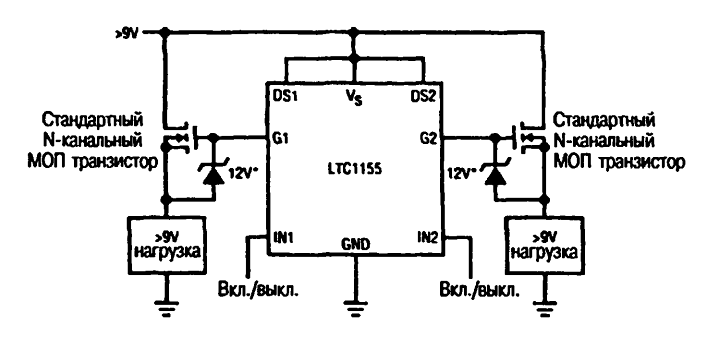


Рис. 8.47
Схема сдвоенного драйвера-коммутатора повышенного напряжения

Примечание к рис. В качестве стабилитронов, отмеченных звездочкой, для монтажа в отверстия печатных плат (навесного) следует использовать 1N5242B, для поверхностного монтажа – MMBZ5242B.

8.1.28. Снижение влияния бросков тока при высокоемкостных нагрузках

На рис. 8.48 приводится схема, которую применяют для снижения максимального выходного тока в схемах, изображенных на рис. 8.46 и 8.47. В устройствах, использующих батарейное питание, схемы источников часто шунтируются конденсаторами большой емкости для уменьшения переходных процессов. Такие конденсаторы фильтров при включении могут потреблять большой ток. Например, показанная нагрузка емкостью 100 мкФ в состоянии вызвать пусковой ток 10 А (уровень, значительно превосходящий возможности стабилизатора) и, вполне вероятно, исключить возможность запуска. Схема, представленная на рис. 8.48, снижает пусковой ток примерно до 15 мА. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 3.)

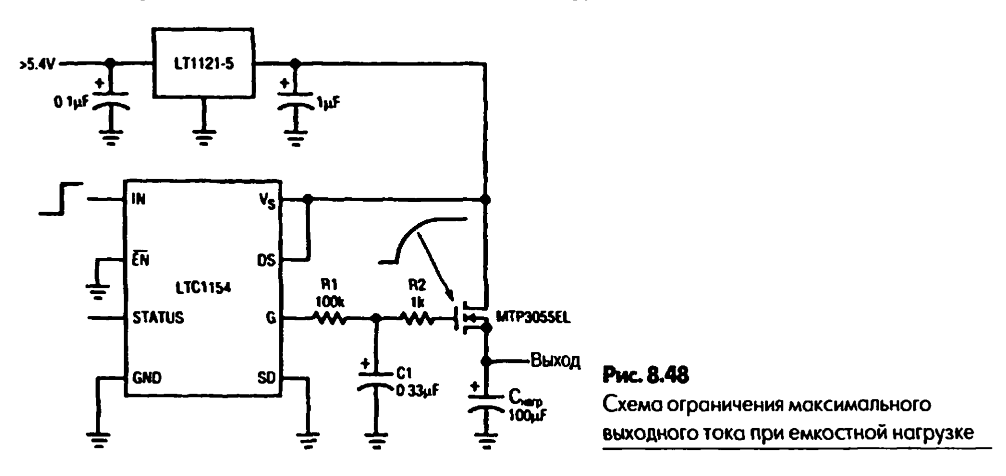


Рис. 8.48
Схема ограничения максимального выходного тока при емкостной нагрузке

8.1.29. Контроллеры двунаправленных МОП переключателей

На рис. 8.49 приведена схема ручного двунаправленного переключателя, а на рис. 8.50 – автоматического. Подобные схемы применяются в тех случаях, когда напряжение источника питания может быть выше или ниже напряжения на нагрузке при питании от вспомогательного источника. В схеме, показанной на рис. 8.49, выключатель S1 отключает батарею и от нагрузки, и от источника, когда подается входное напряжение $U_{ВХ}$ (от сетевого источника питания). При этом напряжение нагрузки может быть выше или ниже напряжения батареи, без принудительного прохождения тока в батарею или из нее. В более практичной автоматической схеме на рис. 8.50 транзисторы Q1 и Q2 полностью отключают батарею от нагрузки, как только на схему подается входное напряжение $U_{ВХ}$ от сетевого источника питания. Два встречно включенных диода в цепи затворов Q1 и Q2 препятствуют

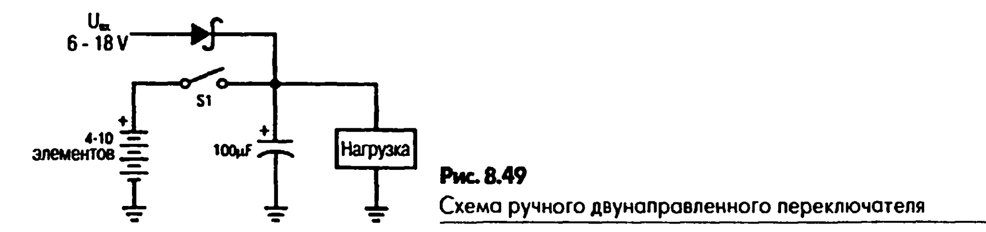


Рис. 8.49
Схема ручного двунаправленного переключателя

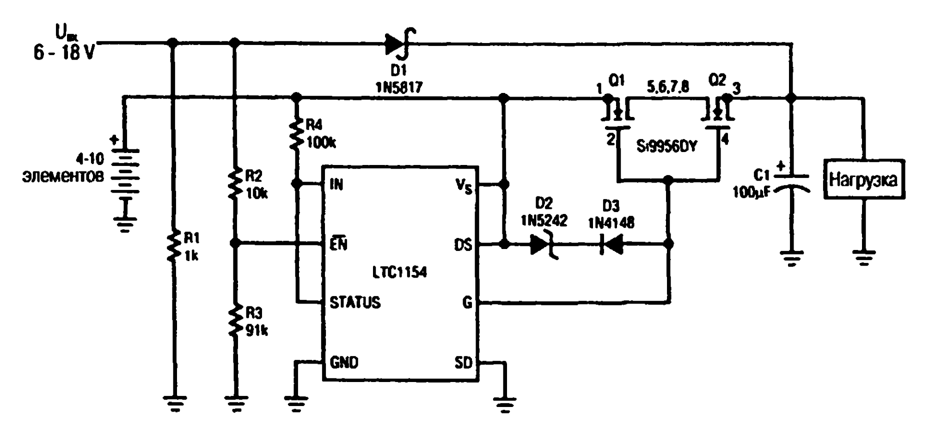


Рис. 8.50. Схема автоматического двунаправленного МОП переключателя

протеканию тока через выключатель при отсутствии управляющего напряжения на затворе.

Вход $\overline{EN}$ (разрешающий) ИС LTC1154 следит, чтобы напряжение сетевого адаптера превышало 3 В, и инвертирует действие выключателя так, что Q1/Q2 подключают батарею к нагрузке при отключении сетевого источника питания. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 3.)

8.1.30. Переключающий драйвер для напряжений 18–28 В

На рис. 8.51 приведена схема включения ИС LTC1155 в качестве переключающего драйвера для напряжений 18–28 В, хотя семейство ИС LTC1154/55/56 первоначально разрабатывалось для работы в диапазоне напряжений 4,5–18 В. На выводе питания V_S установлено напряжение 18 В. Эти драйверы, как правило, вырабатывают управляющее напряжение 36 В при напряжении питания 18 В. Оно полностью открывает n-канальные транзисторные МОП переключатели, работающие в диапазоне 18–28 В. В схему добавлены стабилитроны, смещающие потенциал на 12 В, что гарантированно предотвращает превышение максимально допустимых значений напряжения V_{GS} МОП транзисторов. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 4.)

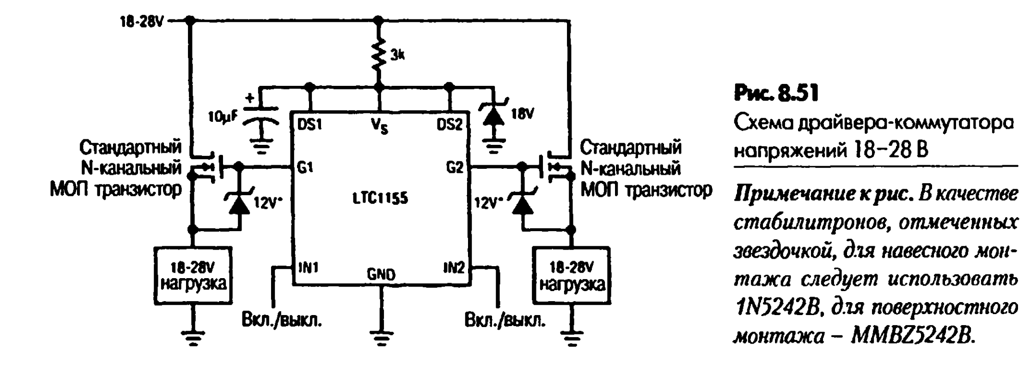


Рис. 8.51
Схема драйвера-коммутатора напряжений 18–28 В

Примечание к рис. В качестве стабилитронов, отмеченных звездочкой, для навесного монтажа следует использовать 1N5242B, для поверхностного монтажа – MMBZ5242B.

8.1.31. Экономичный переключающий драйвер напряжений 18–28 В

На рис. 8.52 приведена схема включения ИС LTC1155 в качестве переключающего драйвера, обладающего сверхмалым потреблением в ждущем режиме. Данная схема похожа на предыдущую (см. рис. 8.51), но в ней сопротивление резистора R1 увеличено до 330 кОм и добавлена компенсирующая цепь R2D2. Эти изменения уменьшают ток покоя до значений менее 30 мкА, который увеличивается только после срабатывания переключателей и опять спадает до 30 мкА после выключения и перехода ИС LTC1155 в ждущий режим. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 4.)

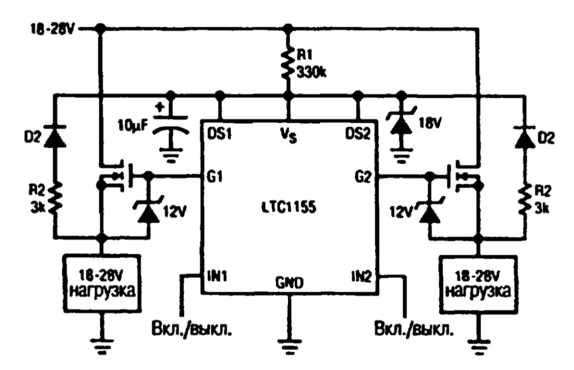


Рис. 8.52
Схема экономичного драйвера-коммутатора напряжений 18–28 В

8.1.32. Управление питанием портативного компьютера

На рис. 8.53 приведена схема включения ИС LTC1156 в качестве схемы управления питанием (и защитой) компонентов портативного компьютера или подобного устройства. Каждая нагрузка в схеме активизируется микропроцессором только тогда, когда этот модуль требуется для обработки или отображения информации. Когда он не используется (это определяется микропроцессорным управлением), то переводится в режим ожидания, при котором ток покоя снижается до нескольких микроампер. Так, в режиме ожидания ИС LTC1156 с отключенными четырьмя входами ток покоя обычно составляет 16 мкА. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 10.)

8.1.33. Управление блоком питания с четырьмя никель-кадмиевыми аккумуляторами

На рис. 8.54 приведена схема использования одного канала интегральной микросхемы LTC1156 для управления выходным напряжением блока из четырех никель-кадмиевых аккумуляторов, применяемых для питания портативного или переносного компьютера. На рис. 8.55 представлены типичные характеристики разряда блока из четырех никель-кадмиевых аккумуляторов. До тех пор, пока напряжение на входе стабилизатора достаточно для обеспечения выходного напряжения 5 В, стабилизатор поддерживает напряжение 5 В. При уменьшении напряжения аккумуляторов ниже 5 В МОП транзистор полностью открывается и выполняет прямое соединение между аккумулятором и компьютером. Схема контроля напряжения

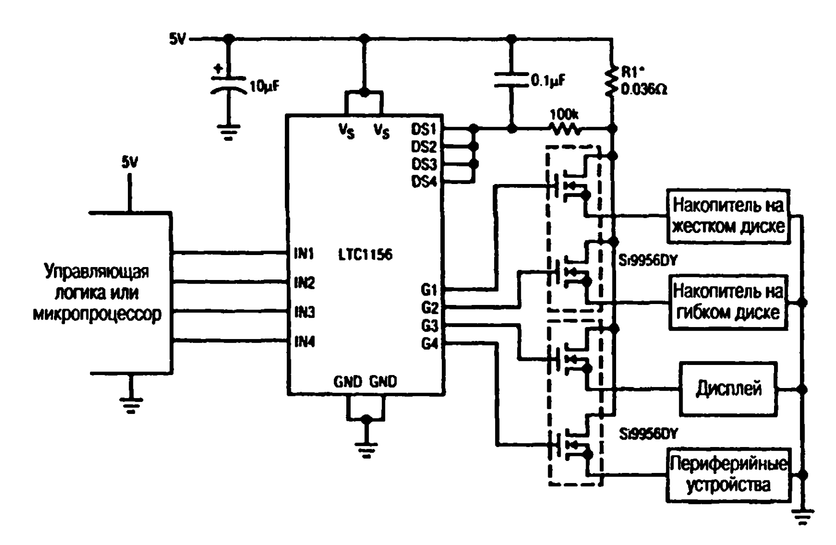


Рис. 8.53. Схема управления питанием портативного компьютера

Примечание к рис. *Все элементы данной схемы предназначены для поверхностного монтажа. На схеме показано минимальное количество элементов. Для каждой нагрузки предельные значения токов можно установить по отдельности и согласовать с индивидуальными характеристиками нагрузки. Резистор R1 – IMS026 производства International Manufacturing Services, Inc.*

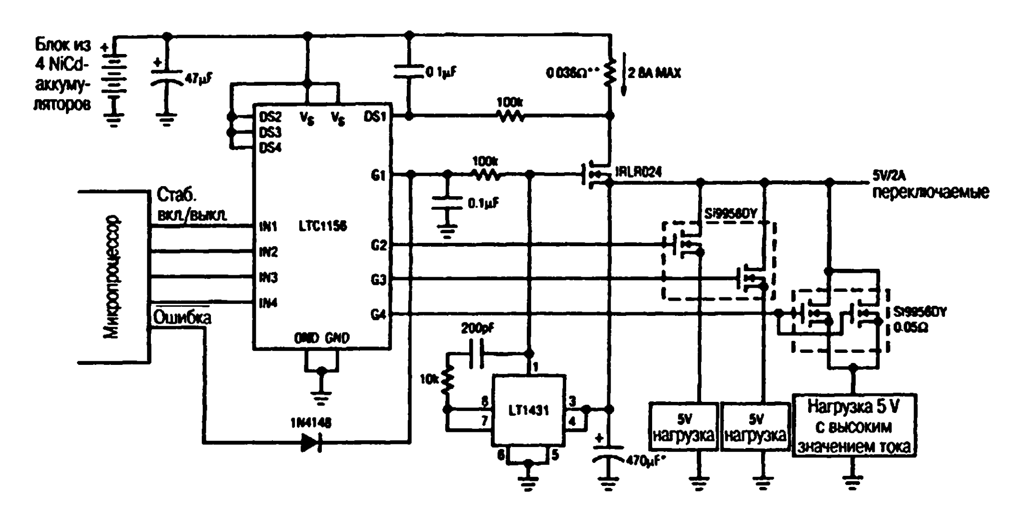


Рис. 8.54. Схема управления блоком питания с четырьмя никель-кадмиевыми аккумуляторами

Примечание к рис. *Конденсатор, отмеченный на схеме звездочкой, должен иметь эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) менее 0,5 Ом. Резистор, отмеченный на схеме двумя звездочками, – IMS026 фирмы International Manufacturing Services, Inc. (тел. (401) 683-9700).*

аккумуляторов микропроцессора отслеживает падение напряжения аккумуляторов ниже уровня 4,6 В и принимает превентивные меры (по сохранению информации, например) до того, как батареи разрядятся полностью. Три оставшихся канала ИС LTC1156 используются как переключатели (под управлением микропроцессора) питания остальных блоков компьютера. Количество переключающих элементов при необходимости может быть увеличено за счет добавления ИС LTC1155 или LTC1156. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 11.)

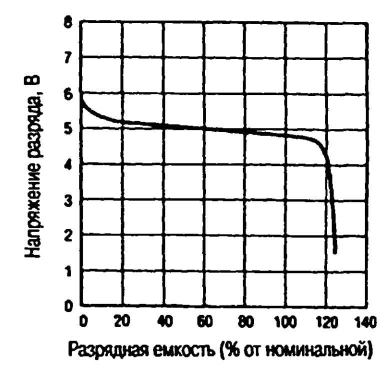


Рис. 8.55
Стандартные характеристики разряда блока из четырех никель-кадмиевых аккумуляторов

8.1.34. Переключатели для работы в схемах напряжением 3,3 В

На рис. 8.56 показано включение ИС LTC1157 в качестве схемы управления относительно высоковольтными ключами (см. главу 2), коммутирующими две нагрузки с напряжением 3,3 В. На рис. 8.57 приведены характеристики напряжения на затворе (превышающем напряжение источника питания) для интегральной микросхемы LTC1157, которая представляет собой сдвоенный низковольтный драйвер на МОП транзисторах, специально созданный для работы в диапазоне напряжений 2,7–5,5 В. Внутренняя схема перекачивания заряда ИС LTC1157 устанавливает напряжение управления затвором на 5,4 В выше положительного напряжения источника питания 3,3 В (или на 8,7 В выше уровня «земли»). Это напряжение полностью открывает n-канальный МОП транзистор. На рис. 8.58 представлена зависимость $R_{DS(ON)}$ от V_{GS} для типичного n-канального МОП переключателя. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p.p. 11, 12.)

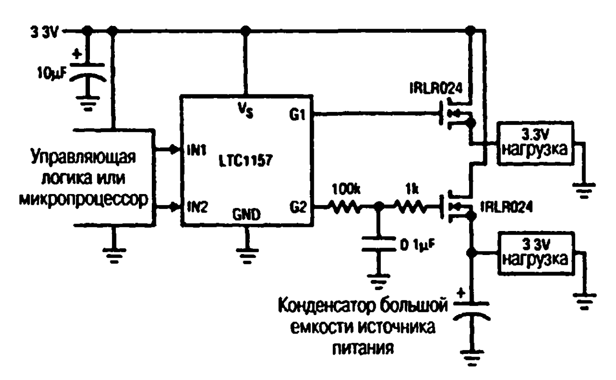


Рис. 8.56
Схема коммутатора нагрузок 3,3 В



Рис. 8.57. Зависимость напряжения затвор-исток от напряжения питания

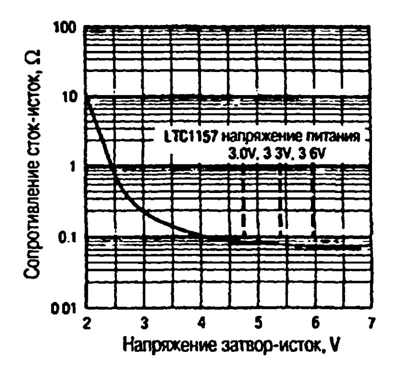


Рис. 8.58. Зависимость сопротивления сток-исток ($R_{DS(ON)}$) от напряжения затвор-исток (V_{GS})

8.1.35. Электронный прерыватель

На рис. 8.59 приведена схема включения ИС LTC1153 в качестве теплового выключателя, а на рис. 8.60 и 8.61 – соответственно характеристики и временные диаграммы. В случае превышения допустимого уровня тока ИС LTC1153 прекращает подачу напряжения к нагрузке и остается в отключенном состоянии на время, заданное внешним конденсатором C_T. После этого схема автоматически включается и нагрузка вновь подключается. Если ток нагрузки остается слишком большим, выключатель снова отключает питание. Такой цикл работы продолжается до тех пор, пока ток превышает номинальное значение, тем самым защищая как чувствительную к превышению тока нагрузку, так и силовой МОП транзистор. Значение постоянного тока отключения задается сопротивлением R_{SEN} при токе 1 А. Время задержки отключения (см. рис. 8.60), задаваемое резистором R_D и конденсатором C_D, уменьшается при увеличении тока (подобно механическим прерывателям). Каждые 200 мс, пока не будет прекращено действие условий перегрузки, выключатель автоматически возвращается в исходное состояние (включается). Выход с открытым стоком STATUS «предупреждает» центральный микропроцессор всякий раз, когда цепь разрывается. Вход отключения (SD), взаимодействуя

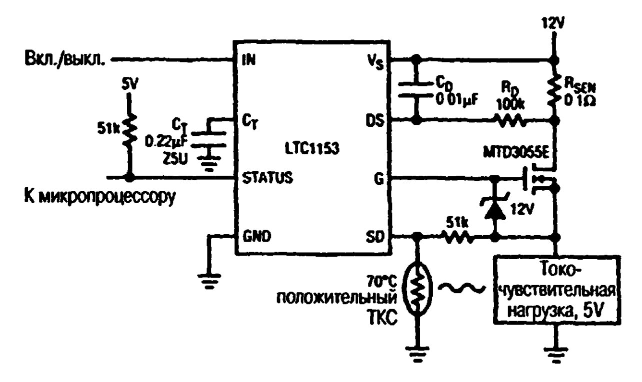


Рис. 8.59
Схема теплового выключателя на ИС LTC1153

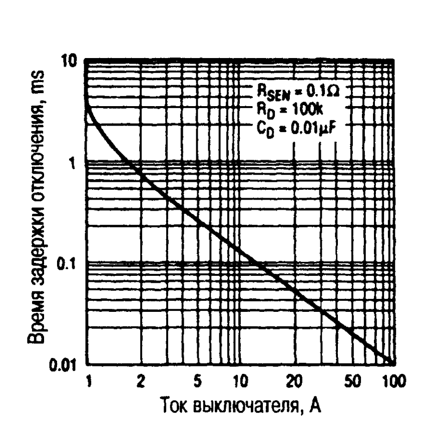


Рис. 8.60. Зависимость времени отключения от тока через выключатель

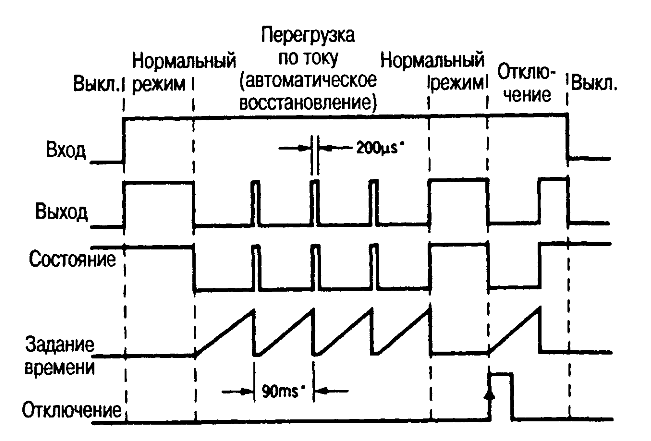


Рис. 8.61. Временные диаграммы работы схемы теплового выключателя

Примечание к рис. *Все временные интервалы на диаграмме относятся к случаю применения в схеме указанных компонентов.*

с термистором, имеющим положительный температурный коэффициент сопротивления, контролирует условие превышения температурой уровня 70 °С и тоже производит отключение. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p.p. 15, 16.)

8.1.36. Защита цепи питания интерфейса SCSI

На рис. 8.62 приведен возможный вариант использования интегральной микросхемы LTC1153 для защиты цепи питания схемы последовательного интерфейса SCSI. Для изображенных на схеме компонентов постоянный ток ограничен значением 1 А, время задержки отключения составляет 1 мс. Прерыватель сработает, если произошло короткое замыкание в кабеле или разъеме, и попытается повторно подключиться через каждую секунду до тех пор, пока короткое замыкание не будет устранено. После этого цепь питания возвращается в нормальное состояние, а интерфейс восстанавливается. Микропроцессор способен всегда контролировать

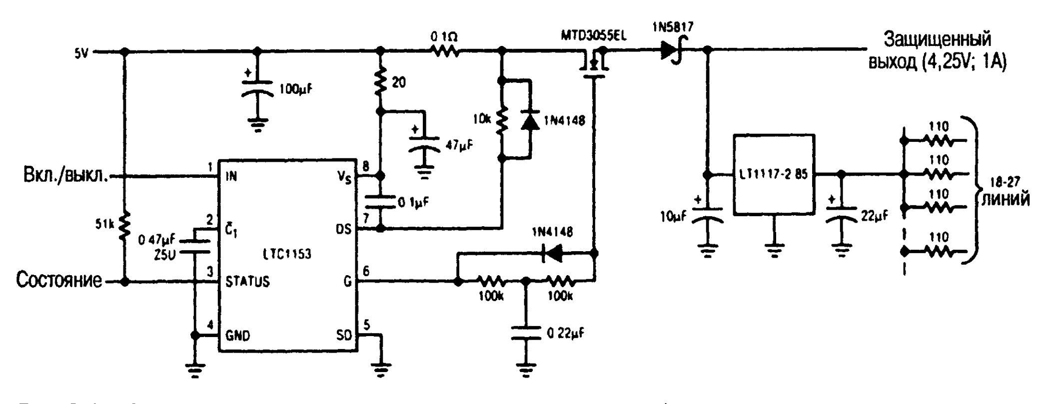


Рис. 8.62. Схема защиты цепи питания последовательного интерфейса

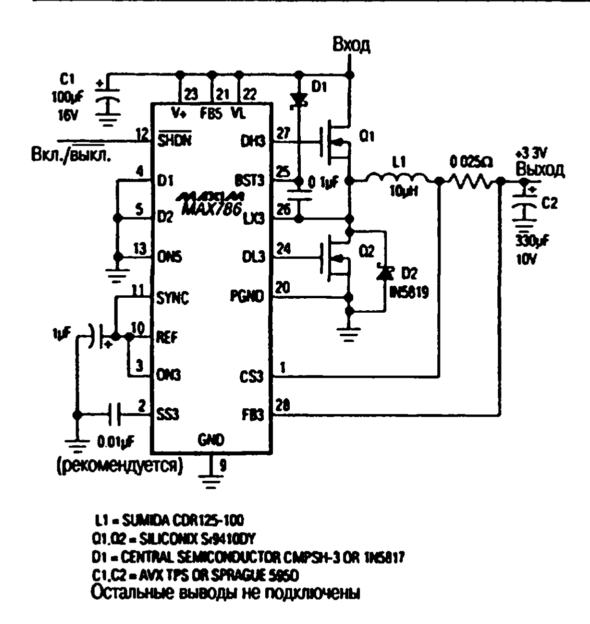


Рис. 8.63. Мощный источник питания на 3,3 В с входным напряжением 5 В

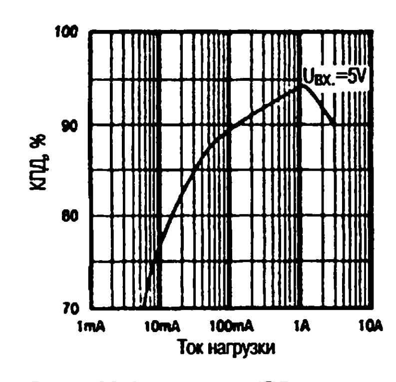


Рис. 8.64. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

состояние цепи питания (с использованием вывода STATUS) и принимать меры, если неисправность сохраняется. Нарастание пилообразного управляющего напряжения на затворе замедляется, чтобы обеспечить плавный пуск большой емкостной нагрузки (режим «мягкого» пуска). Схема также содержит фильтр источника питания, поддерживающий напряжение на входе контроля питания (V_S) выше 3,5 В до тех пор, пока цепь затвора полностью не разрядится во время короткого замыкания. (См. «Linear Technology», Application Note 53, p. 16.)

8.1.37. Мощный источник питания на 3,3 В с входным напряжением 5 В

На рис. 8.63 приведена схема включения ИС MAX786, которая обеспечивает выходное напряжение 3,3 В при питании от источника 5 В. На рис. 8.64 представлена зависимость КПД от тока нагрузки. Данная схема может использоваться в качестве преобразователя (располагаемого, например, на дочерней плате) при модернизации существующей системы за счет подключения нового микропроцессора с питанием 3,3 В. Схему необходимо синхронизировать с работой выпрямителя. Диапазон входного напряжения составляет 4,5–6 В, ток покоя – 780 мкА, а максимально возможный ток нагрузки (при U_{BX} = 4,5 В) – 3 А. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 43.)

8.1.38. Маломощный преобразователь напряжения 3,3 В в 5 В

На рис. 8.65 приведена схема включения ИС MAX731, которая обеспечивает выходное напряжение 5 В при питании от источника 3,3 В. На рис. 8.66 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Этот повышающий стабилизатор с широтно-импульсной

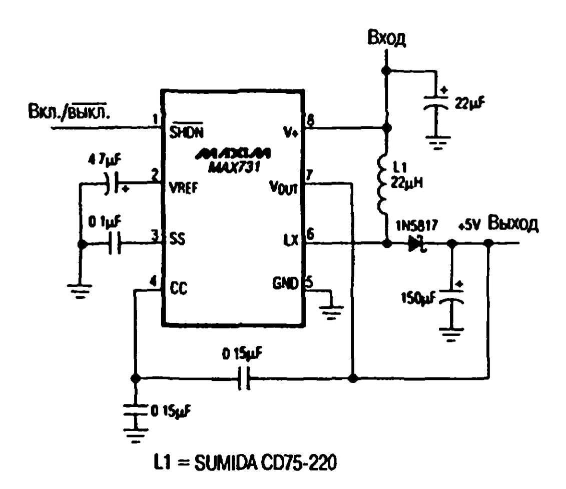


Рис. 8.65. Маломощный преобразователь напряжения 3,3 В в 5 В

Примечание к рис. Отключение интегральной микросхемы происходит при напряжении на выводе 1 менее 0,25 В, включение – при напряжении, которое превышает ($U_{ВХ}$ – 0,5 В). Маркировка выводов ИС относится только к корпусу с восемью выводами.

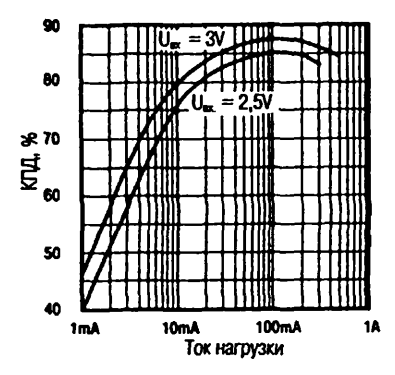


Рис. 8.66. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

модуляцией (ШИМ) разработан специально для применения в схемах с низким уровнем шумов и батарейным питанием, таких как телефоны сотовой связи или карманные компьютеры без дисководов (то есть для которых максимальная мощность потребления при напряжении 5 В не более 2 Вт). Входное напряжение составляет от 1,4 до 5 В, ток покоя – 2 мА, максимальный ток нагрузки – 350 мА. Напряжение включения без нагрузки – 1,8 В. Частота генерации равна 170 кГц ток в режиме отключения – 35 мкА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 41.)

8.1.39. Источник питания с выходными напряжениями 5 и 12 В

На рис. 8.67 приведена схема включения ИС контроллера MAX718, которая вырабатывает два выходных напряжения (5 и 12 В) при входном напряжении 3,3 В. На рис. 8.68 представлена зависимость КПД от тока нагрузки. Схема разработана для случаев, когда необходимо преобразовать постоянное напряжение 3,3 В в постоянное напряжение 5 В для питания периферийных устройств и в постоянное напряжение +12 В, необходимое для программирования флэш-памяти. При питании от источника напряжения 3,3 В (±10%) схема обеспечивает ток нагрузки 400 мА (для напряжения 5 В) и 120 мА (для напряжения 12 В). С помощью логического управления выходное напряжение 12 В может быть преобразовано в выходное напряжение 5 В без внешних переключателей. Входное напряжение – от 0,9 В до значения $U_{ВЫХ}$, напряжение запуска без нагрузки составляет 1,4 В. Ток покоя равен 140 мкА при напряжении 5 В и 500 мкА при напряжениях 5 и 12 В. Частота генерации – 0,5 МГц. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 42.)

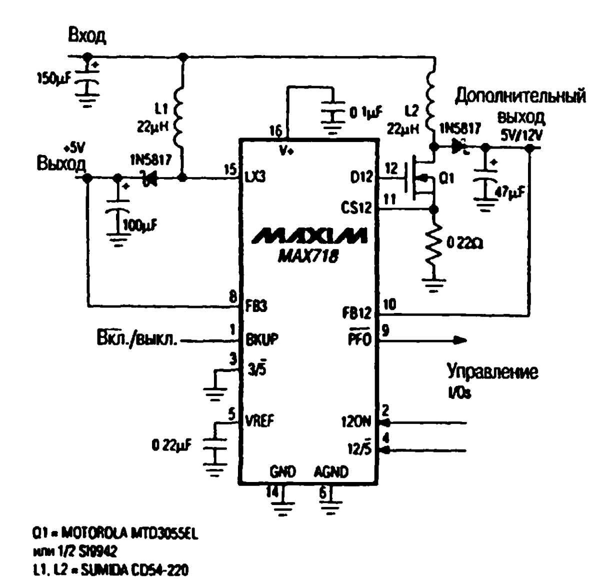


Рис. 8.67. Источник питания с выходными напряжениями 5 и 12 В

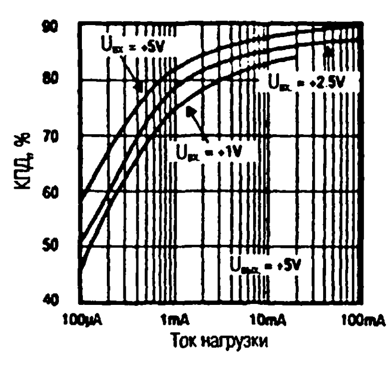


Рис. 8.68. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

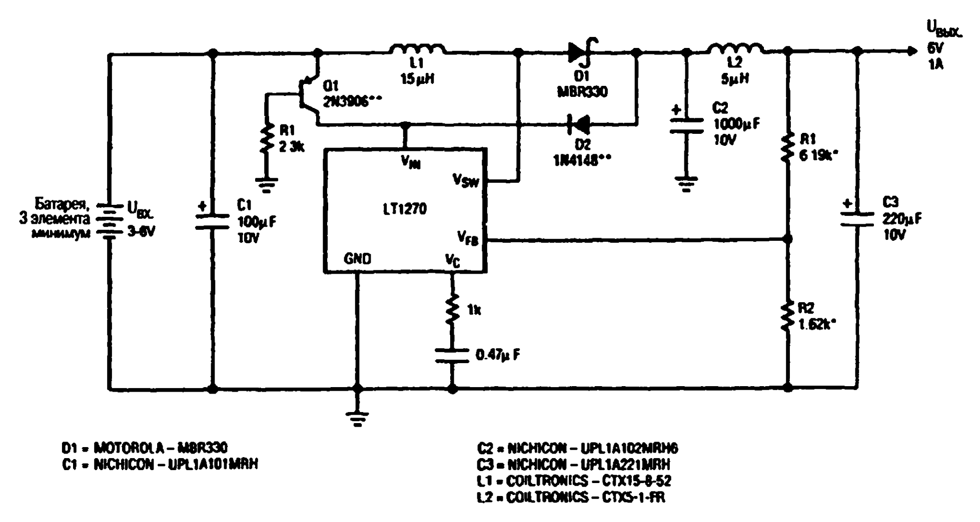


Рис. 8.69. Схема стабилизатора с питанием от щелочных батарей

Примечание к рис. Пленочные резисторы, отмеченные звездочкой, имеют точность 1%. Необязательные компоненты, отмеченные двумя звездочками, применяются для снижения напряжения запуска на 0,3 В. Значения сопротивлений резисторов R1, R2 и выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ связаны соотношением:

$$U_{ВЫХ} = 1{,}24\left(1 + \frac{R1}{R2}\right).$$

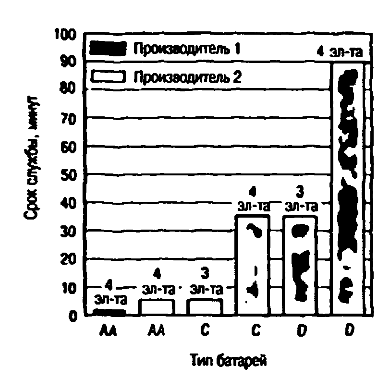


Рис. 8.70. Зависимость срока службы щелочных батарей от типа батареи

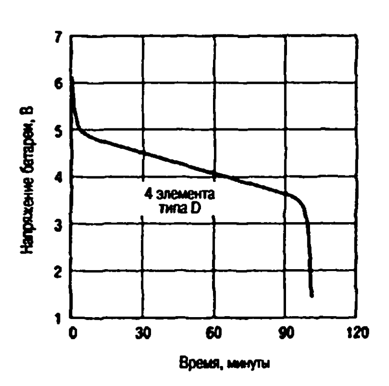


Рис. 8.71. Характеристика разряда щелочной батареи из четырех элементов

8.1.40. Импульсный стабилизатор с питанием от щелочной батареи

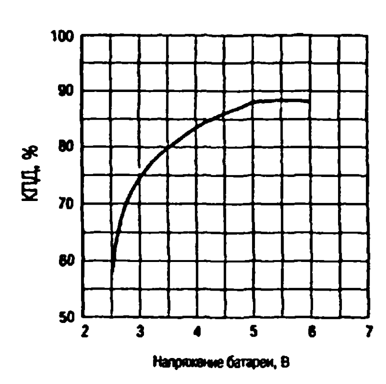


Рис. 8.72. Зависимость КПД схемы от напряжения батареи

На рис. 8.69 приведена схема включения ИС LT1270, которая обеспечивает выходное напряжение 6 В и ток 1 А при питании от 3–4 щелочных (алкалиновых) элементов, используемых вместо никель-кадмиевых аккумуляторов. Выходное напряжение можно менять путем подбора сопротивлений R1 и R2. Эти величины определяются из формулы, связывающей их с выходным напряжением (как и для большинства импульсных стабилизаторов). На рис. 8.70 показана зависимость срока службы щелочных батарей для нагрузки мощностью 6 Вт, а на рис. 8.71 – характеристика разряда щелочной батареи для той же нагрузки. На рис. 8.72 представлена зависимость КПД для различных значений напряжения щелочной батареи. (См. «Linear Technology», Design Note 41, p. 2.)

8.1.41. Замена батареи напряжением 9 В двумя элементами типа АА

На рис. 8.73 представлена схема включения линейного стабилизатора ИС LT1120, которая при использовании батареи напряжением 9 В служит для получения выходного напряжения 5 В и тока 30 мА. На рис. 8.74 приведена схема включения импульсного стабилизатора ИС LT1173-5, которая при использовании батареи напряжением 9 В служит для получения аналогичных выходных параметров. На рис. 8.75 изображена схема включения той же ИС LT1173-5, но с двумя элементами типа АА вместо батареи; выходные параметры те же (схема с повышением напряжения). На рис. 8.76 показана зависимость КПД от напряжения батареи для схемы с понижением напряжения, а на рис. 8.77 – для схемы с повышением напряжения (вариант использования двух элементов типа АА). Зависимости, характеризующие продолжительность срока службы батарей в трех схемах, показаны

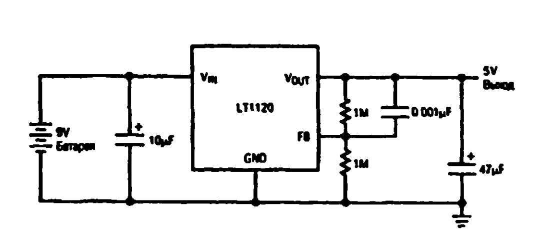


Рис. 8.73. Получение напряжения 5 В от батареи на 9 В

Примечание к рис. *Используется щелочная батарея типа Duracell # MN1604.*

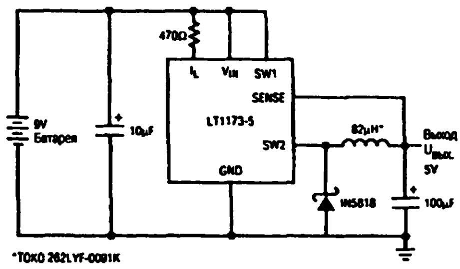


Рис. 8.74. Вариант получения напряжения 5 В от батареи на 9 В

Примечание к рис. *Используется щелочная батарея типа Duracell # MN1604.*

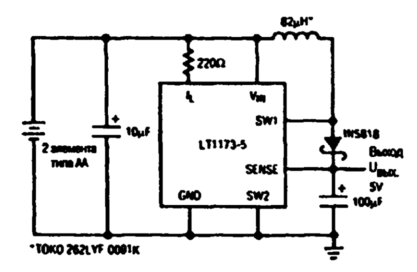


Рис. 8.75. Получение напряжения 5 В от двух элементов типа АА

Примечание к рис. *В качестве батареи использованы два щелочных элемента Duracell # MN1500.*

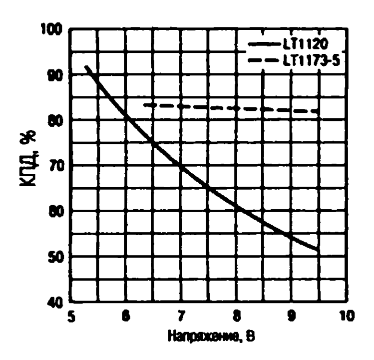


Рис. 8.76. Зависимость КПД схемы, показанной на рис. 8.74, от напряжения батареи

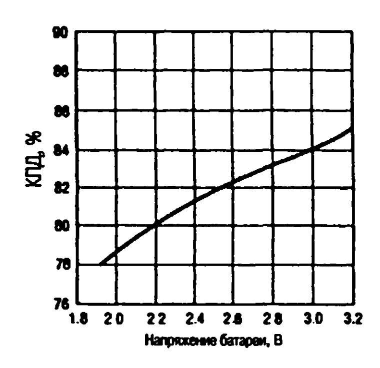


Рис. 8.77. Зависимость КПД схемы на рис. 8.75 от напряжения батареи

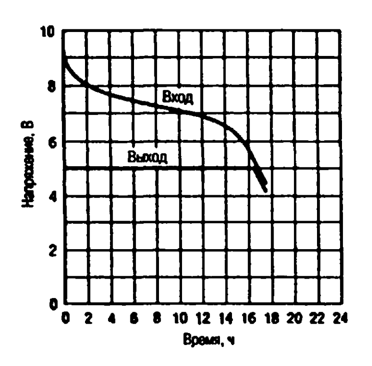
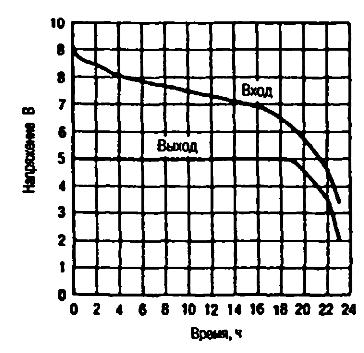


Рис. 8.78. Зависимость входного и выходного напряжений схемы на рис. 8.73 от времени работы

соответственно на рис. 8.78–8.80. Анализ приведенных данных показывает, что при одинаковых значениях выходного напряжения и тока нагрузки КПД выше,



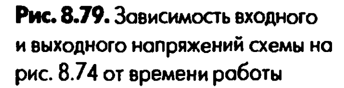


Рис. 8.79. Зависимость входного и выходного напряжений схемы на рис. 8.74 от времени работы

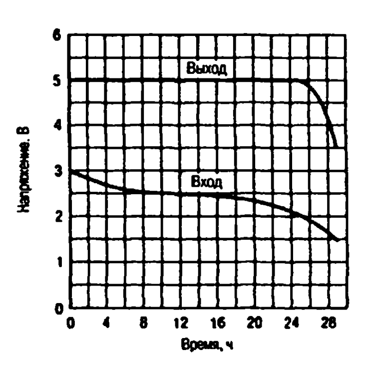


Рис. 8.80. Зависимость входного и выходного напряжений схемы на рис. 8.75 от времени работы

а срок службы батарей больше в схеме, использующей два элемента типа AA. (См. «Linear Technology», Design Note 63, p.p. 1, 2.)

8.1.42. Схема получения напряжений 3,3 или 5 В от двух или трех элементов

На рис. 8.81 приведена схема применения ИС MAX756, которая обеспечивает получение выходного напряжения 3,3 В (либо 5 В) и ток 400 мА при входном напряжении от 0,9 В до значения, равного $U_{ВЫХ}$. Напряжение включения равно 1,4 В, ток покоя (при $U_{ВХ} = 3$ В) – 60 мкА в режиме 3,3 В или 140 мкА в режиме 5 В. На рис. 8.82 показана зависимость КПД от тока нагрузки. В режиме отключения схема потребляет ток 20 мкА, что особенно важно в микромощных схемах, где батареи постоянно должны быть подключенными (то есть отсутствует выключатель питания «Включено/Выключено»). К сожалению, в технической документации не всегда приводятся сведения о токе в режиме отключения. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 10.)

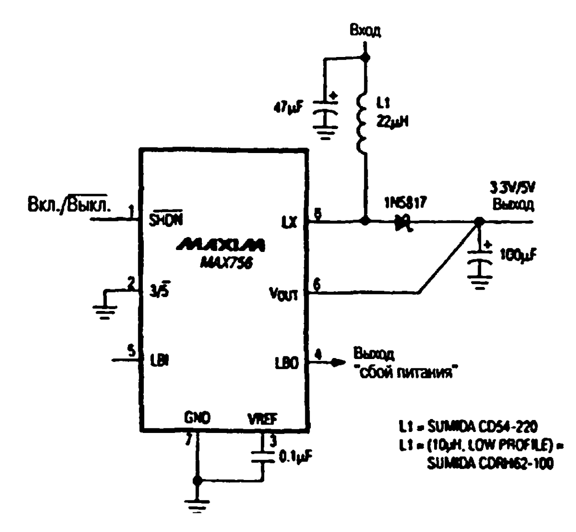


Рис. 8.81

Получение напряжений 3,3 или 5 В от двух или трех элементов

Примечание к рис. Отключение интегральной микросхемы происходит при напряжении на выводе 1 менее 0,4 В, включение – при напряжении, превышающем 1,6 В. Выходное напряжение для этого варианта схемы составляет 5 В.

8.1.43. Схема получения напряжений 3,3/5 В и 5/12 В от двух или трех элементов

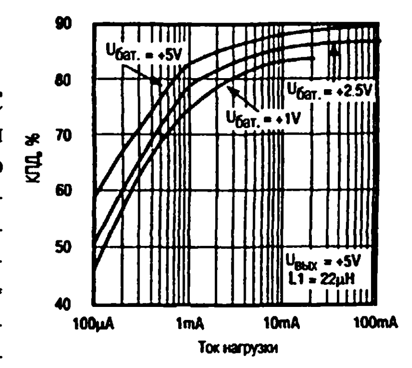


Рис. 8.82. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

На рис. 8.83 приведена схема включения ИС сдвоенного стабилизатора MAX718, которая обеспечивает получение основного выходного напряжения 3,3/5 В и дополнительного выходного напряжения 5/12 В при входном напряжении от 0,9 В до значения, равного $U_{ВЫХ}$. Напряжение запуска равно 1,4 В, ток покоя (при $U_{ВХ}$ = 3 В) – 140 мкА в режиме использования основного выхода 5 В и 500 мкА в режиме использования двух выходов. Максимальное значение тока нагрузки для основного выхода составляет 400 мА, а для вспомогательного – 120 мА. На рис. 8.84 представлена зависимость КПД от тока нагрузки. В зависимости от состояния логических уровней выводов 3 и 4 схема генерирует стабилизированные выходные напряжения 3,3 и 5 В, 3,3 и 12 В или 5 и 12 В, используя один из трех входных источников напряжения (сетевой адаптер, преобразующий переменное напряжение в постоянное – 7 или 20 В); основную батарею, состоящую из двух или трех гальванических элементов, либо резервную литиевую батарею). Соединение, служащее для питания вспомогательного источника и показанное на схеме пунктирной линией от дросселя L2, постоянно подключено к основной батарее. Это соединение также можно провести к основному выходу в тех случаях, когда питание

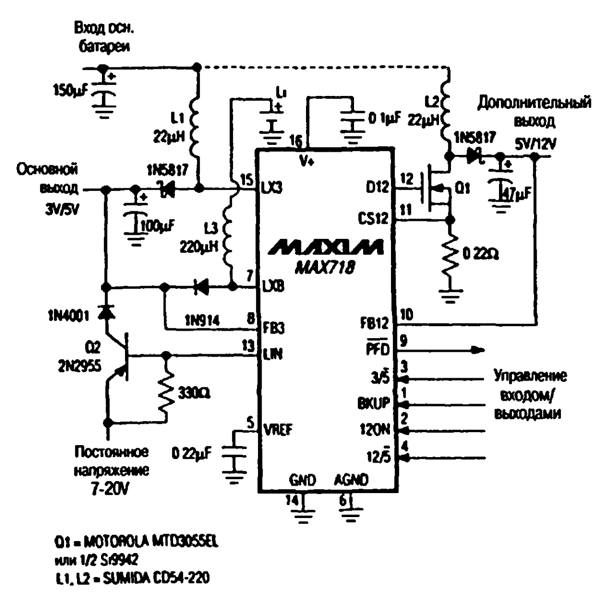


Рис. 8.83. Получение напряжений 3,3/5 В и 5/12 В от двух или трех элементов

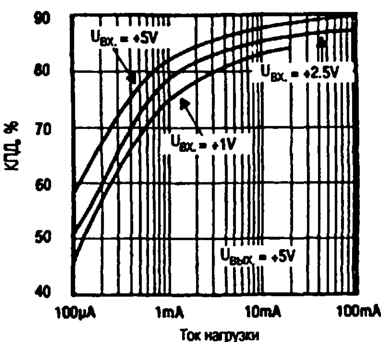


Рис. 8.84. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

поступает от сетевого адаптера. Основной импульсный стабилизатор автоматически отключает батареи с целью их сохранения при подключении сетевого адаптера. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 11.)

8.1.44. Схема получения напряжений 3,3/5 В, +12 и –18 В от двух или трех элементов

На рис. 8.85 показана схема включения ИС MAX722 (источник питания с поверхностным монтажом для карманных компьютеров) и ИС MAX734 (стабилизатор). Схема обеспечивает получение основного выходного напряжения 3,3/5 В, выходного напряжения +12 В, необходимого для программирования флэш-памяти, и выходного напряжения смещения –18 В для ЖК дисплея; причем все выходные напряжения могут быть получены при входном напряжении 1,8–5,5 В. Ток покоя (при условии, что входное напряжение равно 3 В, а выход с напряжением 12 В отключен) составляет 350 мкА. При входном напряжении $U_{ВХ}$ = 2 В максимальный ток нагрузки для выхода 5 В – 200 мА, а для выхода 12 В – 40 мА. При увеличении входного напряжения до 2,5 В максимальный ток нагрузки на выходе 5 В равен 275 мА, а на выходе +12 В – 60 мА. На рис. 8.86 приведены зависимости

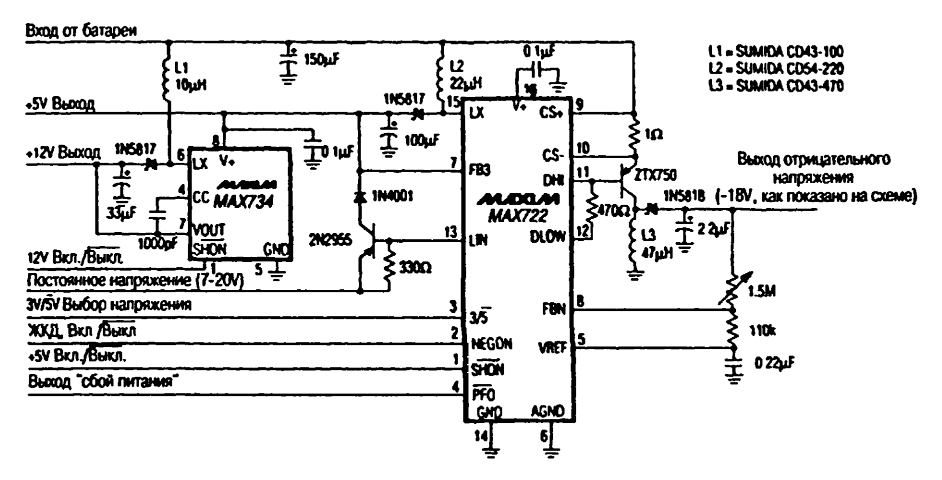


Рис. 8.85. Получение нескольких напряжений от двух или трех элементов

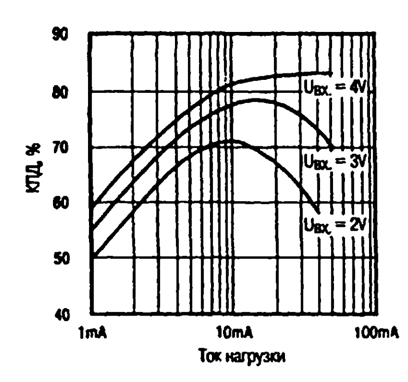


Рис. 8.86
Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

КПД от тока нагрузки для выхода +12 В. Если основной выход установлен на напряжение 3,3 В (на выводе 3 ИС MAX722 – высокий логический уровень сигнала), необходимо подключить вывод V+ ИС MAX734 к напряжению +12 В (вместо напряжения +5 В, как показано на схеме) для того, чтобы увеличить управляющее напряжение на затворе полевого МОП транзистора ИС MAX734. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 12.)

8.1.45. Схема получения напряжения –24 В от двух или трех элементов

На рис. 8.87 приведена схема включения ИС LT1173 стабилизатора, обеспечивающая получение напряжения смещения –24 В для ЖК дисплея при питании от двух гальванических элементов типа АА. Входное напряжение 3 В преобразуется в напряжение +24 В с помощью внутреннего МОП транзисторного переключателя в ИС U1, дросселя L, диода D1 и конденсатора C1. Вывод переключателя ИС U1 (SW1) управляет схемой перекачивания заряда, состоящей из C2, C3, D2 и D3, которая вырабатывает напряжение –24 В. Нестабильность выходного напряжения составляет менее 0,2% (при изменении входного напряжения от 3,3 до 2,0 В). Нестабильность выходного напряжения по нагрузке, несмотря на то что напряжение –24 В непосредственно не стабилизируется, составляет 2% при изменении тока нагрузки от 1 до 7 мА. При входном напряжении 2 В и КПД, равном 73%, схема допускает ток нагрузки 7 мА, а также может работать от источника питания 5 В. (См. «Linear Technology», Design Note 51, p. 1.)

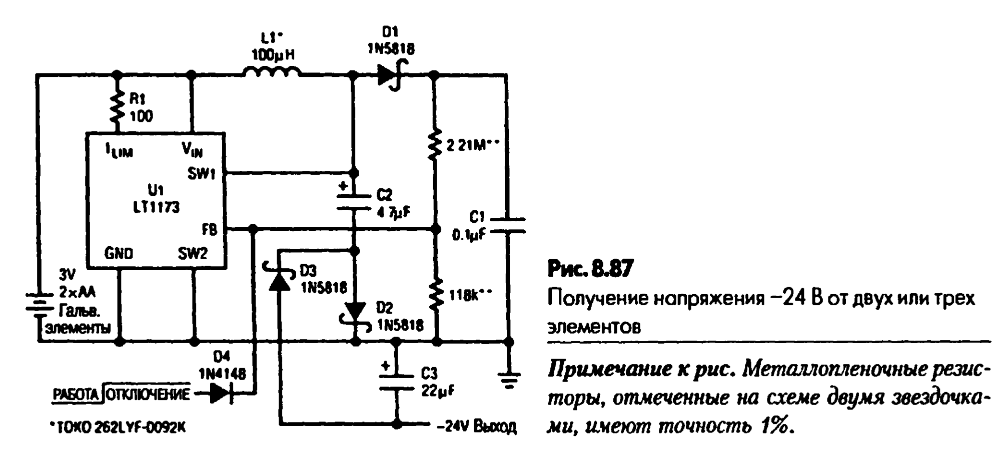


Рис. 8.87
Получение напряжения –24 В от двух или трех элементов

Примечание к рис. Металлопленочные резисторы, отмеченные на схеме двумя звездочками, имеют точность 1%.

8.1.46. Схема получения малошумящего напряжения 5 В от двух или трех элементов

На рис. 8.88 приведена схема включения ИС MAX751, которая обеспечивает получение выходного напряжения 5 В с малым уровнем шумов при входном напряжении 2–5 В. В отличие от схем управления, обычно используемых в низковольтных импульсных стабилизаторах и основанных на методе пропуска импульсов, здесь использован принцип постоянства частоты широтно-импульсной модуляции. Высокий уровень шумов, генерируемых импульсными стабилизаторами, – одна из

основных проблем портативных устройств, таких как телефоны сотовой связи и медицинское оборудование. Платой за низкий уровень шумов являются возросший ток покоя и снижение КПД при малых нагрузках. Ток покоя при входном напряжении 3 В составляет 1,2 мА, максимальный ток нагрузки – 100 мА (при входном напряжении U_{BX} = 2,7 В). Ток в режиме отключения схемы – 30 мкА, постоянная частота генерации – 170 кГц. Напряжение запуска без нагрузки – 1,2 В. На рис. 8.89 представлены зависимости КПД от тока нагрузки. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 13.)

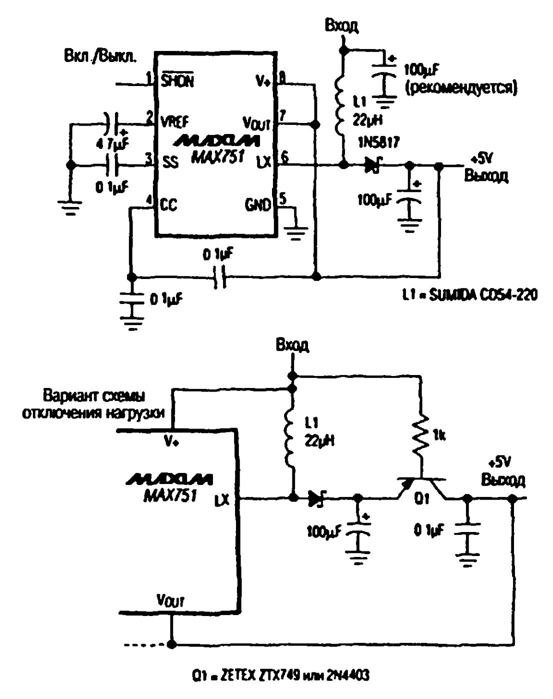


Рис. 8.88. Получение напряжения 5 В с малым уровнем шумов

Примечание к рис. Отключение интегральной микросхемы происходит при значении напряжения на выводе 1 менее 0,25 В, включение – при напряжении, превышающем 2 В.

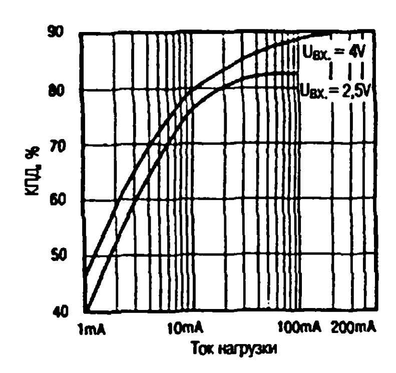


Рис. 8.89. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.47. Недорогая микромощная схема получения напряжения 5 В от двух или трех элементов

На рис. 8.90 приведена схема включения ИС MAX630, которая обеспечивает получение выходного напряжения 5 В для небольшой нагрузки при входном напряжении 1,6–5 В. На рис. 8.91 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Ток покоя равен 160 мкА, напряжение запуска – 2 В, максимальный ток нагрузки – 5 мА, ток в режиме выключения – 1 мкА. Низкое значение этого тока особенно важно

в микромощных схемах, где основной критерий – не высокий КПД, а низкая стоимость. (КПД схемы можно увеличить за счет замены диода 1N4148 диодом Шоттки и применения в качестве L1 дросселя с низким сопротивлением, что, естественно, приведет к повышению стоимости схемы.) Схема охвачена обратной связью ($+V_S$ подключено к выходу +5 В). В тех случаях, когда необходимо минимальное значение напряжения запуска схемы, следует подключить вывод $+V_S$ непосредственно к входу. К сожалению, отключение обратной связи ограничивает ток нагрузки при малых входных напряжениях. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 14.)

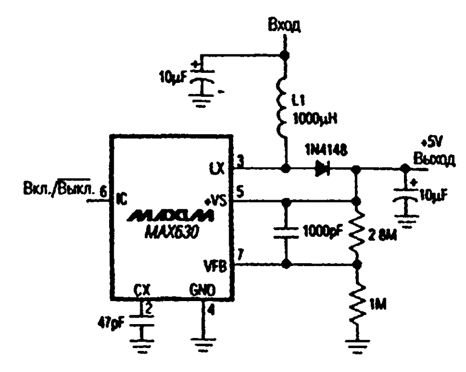


Рис. 8.90. Микромощная схема получения напряжения 5 В от двух или трех элементов

Примечание к рис. Отключение интегральной микросхемы происходит при напряжении на выводе 6 менее 0,2 В, включение – при напряжении, превышающем 1,8 В. В качестве дросселя L1 можно использовать залитый компаундом бескорпусный дроссель LCM1812R-102K.

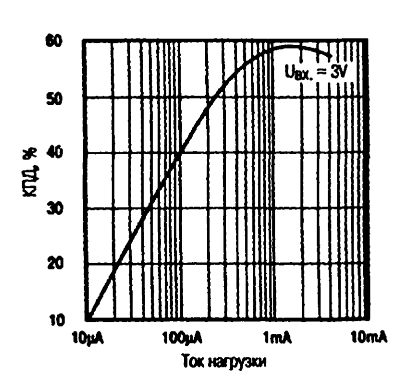


Рис. 8.91. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.48. Линейный стабилизатор на 3/3,3 В с питанием от трех элементов

На рис. 8.92 приведена схема включения ИС источника опорного напряжения MAX872 и микромощного операционного усилителя ICL7611 в качестве линейного стабилизатора напряжения на 3/3,3 В. Эта схема особенно эффективно работает с использованием аккумуляторов NiCd и NiMH, которые сохраняют работоспособность при снижении напряжения до 1 В. Таким образом, линейный стабилизатор с очень малым значением падения напряжения можно применять вместо импульсного стабилизатора или схемы с перекачиванием заряда. Характеристика падения напряжения схемы представлена на рис. 8.93 и определяется главным образом характеристиками транзистора Q1. Если схема работает с низким напряжением, например питается от трех гальванических элементов, Q1 должен иметь пороговое напряжение затвора меньше минимального напряжения батареи. Например, для транзистора Si9433 значение $R_{DS(ON)}$ гарантировано при V_{GS}, равном 2,7 В. Схема будет работоспособна при входном напряжении 3–15 В. Ток покоя (при U_{BX} = 6,5 В)

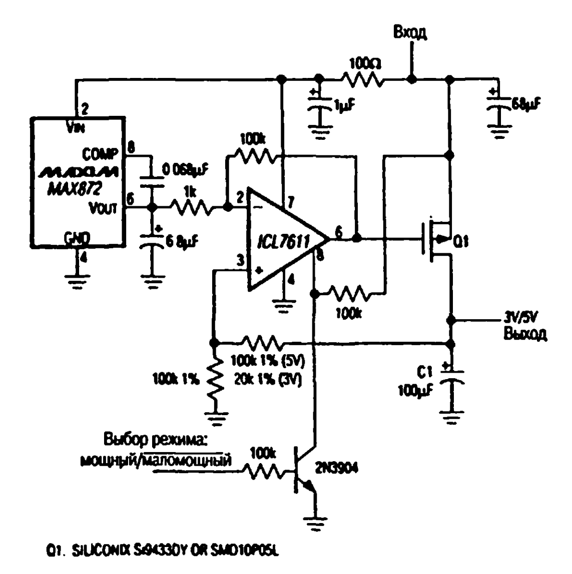


Рис. 8.92. Линейный стабилизатор на 3/3,3 В с питанием от трех элементов

Примечание к рис. *Конденсатор C1 должен иметь низкое значение эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС).*

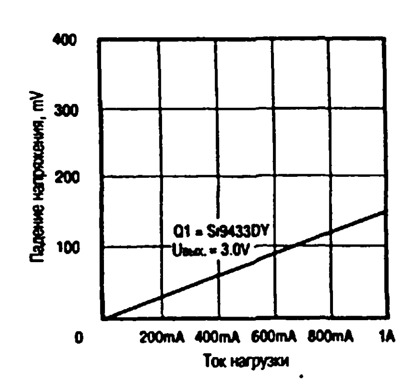


Рис. 8.93. Зависимость снижения напряжения схемы от тока нагрузки

равен 40 мкА, когда схема работает в режиме малой мощности, но возрастает до 70 мкА, если схему перевести в режим повышенной мощности. Максимальный ток нагрузки составляет 1 А в режиме повышенной мощности и 5 мА в режиме малой мощности. Режимы высокой или малой мощности задаются логическим сигналом на входе Выбор режима. Режим высокой мощности задается при подаче на этот вход сигнала логической 1. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 15.)

8.1.49. Схема получения напряжения 3,3 В от четырех – шести элементов

На рис. 8.94 и 8.95 приведены две схемы, которые обеспечивают выходное напряжение 3,3 В при входном питании от 4–6 гальванических элементов. В обеих схемах предусмотрена возможность переключения посредством сигнала управления Мощный/маломощный в режим малой либо повышенной мощности. Схема, представленная на рис. 8.94, имеет ток покоя 60 мкА (при входном напряжении $U_{ВХ}$ = 4,8 В) в режиме малой мощности и 1,6 мА в режиме повышенной мощности, максимальное значение тока нагрузки ($U_{ВХ}$ = 4 В) – соответственно 10 и 400 мА. КПД ($U_{ВХ}$ = 4,8 В) в режиме малой мощности составляет 72% при токе нагрузки 1 мА и 92% в режиме повышенной мощности при токе нагрузки 100 мА. Другая схема (рис. 8.95) имеет ток покоя 25 мкА (при входном напряжении $U_{ВХ}$ = 4,8 В) для режима малой мощности и 1,6 мА в режиме повышенной мощности, максимальное значение тока нагрузки (при $U_{ВХ}$ = 4 В) – соответственно 50 и 400 мА. КПД

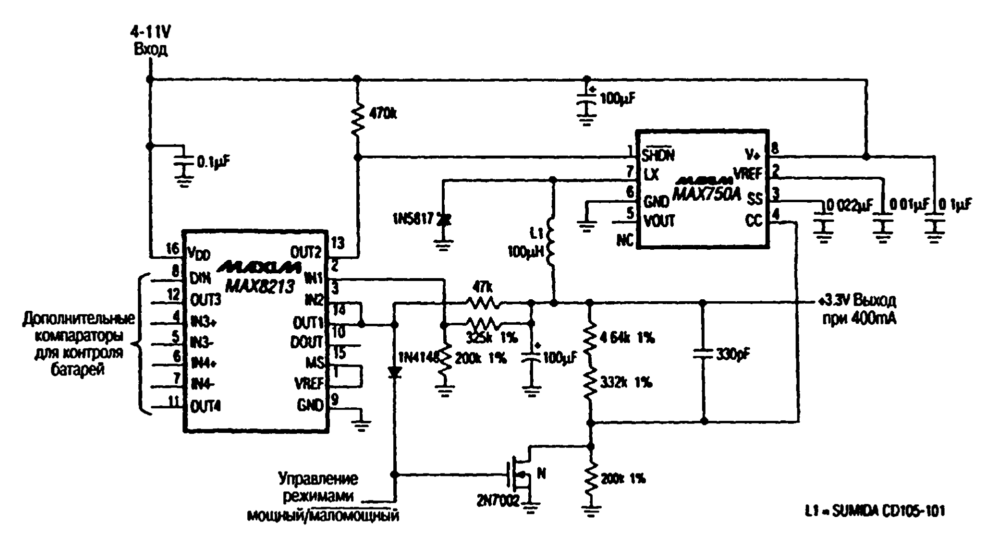


Рис. 8.94. Двухкаскадная схема стабилизатора 3,3 В на ИС MAX8213 и MAX750A

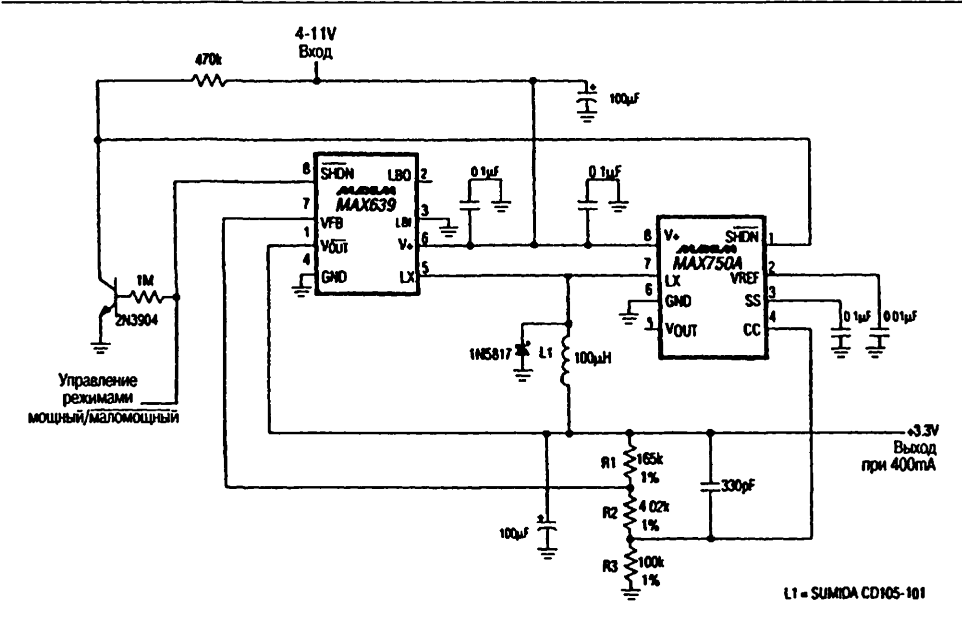


Рис. 8.95. Двухкаскадная схема стабилизатора 3,3 В на ИС MAX639 и MAX750A

Примечание к рис. *При низких значениях выходного тока роль микромощного стабилизатора выполняет часть схемы на базе ИС MAX639 с частотно-импульсной модуляцией, при высоких значениях тока нагрузки – мощный стабилизатор на базе ИС MAX750A с широтно-импульсной модуляцией.*

($U_{ВХ}$ = 4,8 В) в режиме малой мощности составляет 86% при токе нагрузки 1 мА и 92% в режиме повышенной мощности при токе нагрузки 100 мА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 17.)

8.1.50. Линейный стабилизатор на 5 В с питанием от четырех элементов

На рис. 8.96 приведена схема включения ИС линейного стабилизатора MAX667, которая вырабатывает выходное напряжение 5 В при использовании четырех гальванических элементов на входе. Входное напряжение может составлять 4–16,5 В. Ток покоя равен 10 мкА (при U_{BX} = 6 В), максимальный ток нагрузки – 250 мА (при U_{BX} = 6 В). Падение напряжения при токе нагрузки 100 мА – 100 мВ. На рис. 8.97 показана зависимость КПД от тока нагрузки. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 21.)

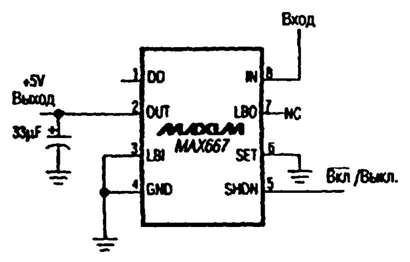


Рис. 8.96

Получение напряжения 5 В от четырех элементов

Примечание к рис. Включение ИС происходит при напряжении на выводе 5 менее 0,3 В, отключение – при напряжении, превышающем 1,5 В. Выходной конденсатор емкостью 33 мкФ должен иметь низкое значение эквивалентного последовательного сопротивления.

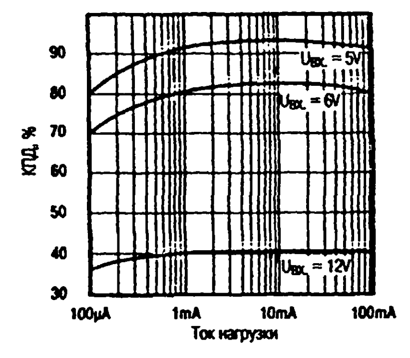


Рис. 8.97

Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.51. Двухкаскадный стабилизатор напряжения 5 В от четырех элементов

На рис. 8.98 приведена схема включения ИС линейного стабилизатора MAX756, которая вырабатывает выходное напряжение 5 В от четырех гальванических элементов. В схеме использованы диод и включенный параллельно ему р-канальный полевой транзистор в качестве предварительного стабилизатора для относительно мощного стабилизатора на ИС MAX756. Входное напряжение составляет от 2 до 6,2 В, пусковое напряжение схемы без нагрузки – 1,5 В. Ток покоя (при U_{BX} = 5 В) равен 70 мкА, максимальный ток нагрузки – 400 мА. Ток в режиме выключения – 55 мкА, срок службы батарей – 15,5 ч (при использовании четырех щелочных элементов типа АА и токе нагрузки 100 мА). На рис. 8.99 показана зависимость КПД от тока нагрузки. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 22.)

8.1.52. Инвертирующая схема получения напряжения 5 В от четырех элементов

На рис. 8.100 приведена схема включения ИС MAX739, которая вырабатывает выходное напряжение 5 В при использовании четырех гальванических элементов.

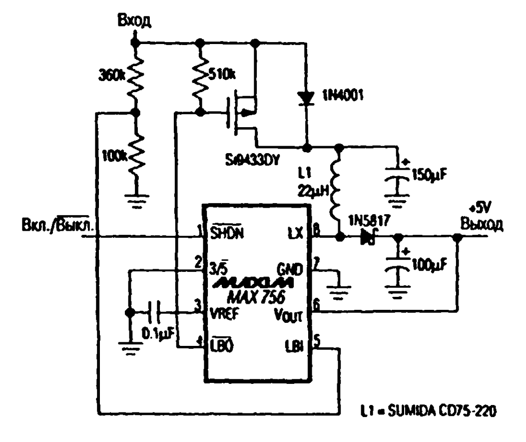


Рис. 8.98

Схема получения напряжения 5 В от четырех элементов с двумя каскадами стабилизации

Примечание к рис. *Отключение ИС происходит при напряжении на выводе 1 менее 0,4 В, включение – при напряжении, превышающем 1,6 В.*

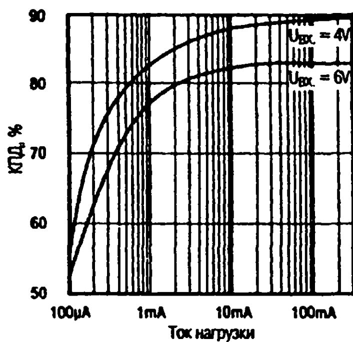


Рис. 8.99

Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

В данной схеме ИС MAX739 включена в качестве инвертора. Входное напряжение составляет 3,8–11 В, напряжение запуска схемы без нагрузки – не более 4 В. Ток покоя (при U_{BX} = 5 В) равен 1,8 мА, максимальный ток нагрузки – 200 мА. Ток в режиме отключения – 1 мкА, срок службы батареи – 13,5 ч (при использовании четырех щелочных элементов типа АА и токе нагрузки 100 мА). На рис. 8.101

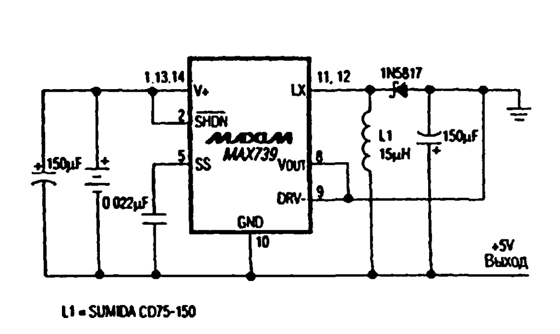


Рис. 8.100. Получение напряжения 5 В от четырех элементов

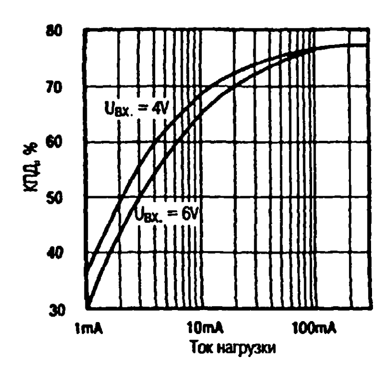


Рис. 8.101. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

приведена зависимость КПД от тока нагрузки. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, р. 23.)

8.1.53. Повышающий/понижающий стабилизатор 5 В от четырех элементов

На рис. 8.102 приведена схема включения ИС MAX639, которая вырабатывает выходное напряжение 5 В при использовании четырех гальванических элементов. Здесь предусмотрена возможность переключения из режима понижения напряжения в режим повышения при разряде батареи питания ниже 5 В. Входное напряжение может иметь значение 3–6,5 В; ток покоя равен 50 мкА при U_{BX} = 5,5 В и 110 мкА при U_{BX} = 4,5 В. Максимальный ток нагрузки составляет 200 мА при входном напряжении U_{BX} = 3,75 В. Срок службы батареи – 17,2 ч (при использовании четырех гальванических элементов типа АА и токе нагрузки 100 мА). На рис. 8.103 показана зависимость КПД от тока нагрузки. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, р. 24.)

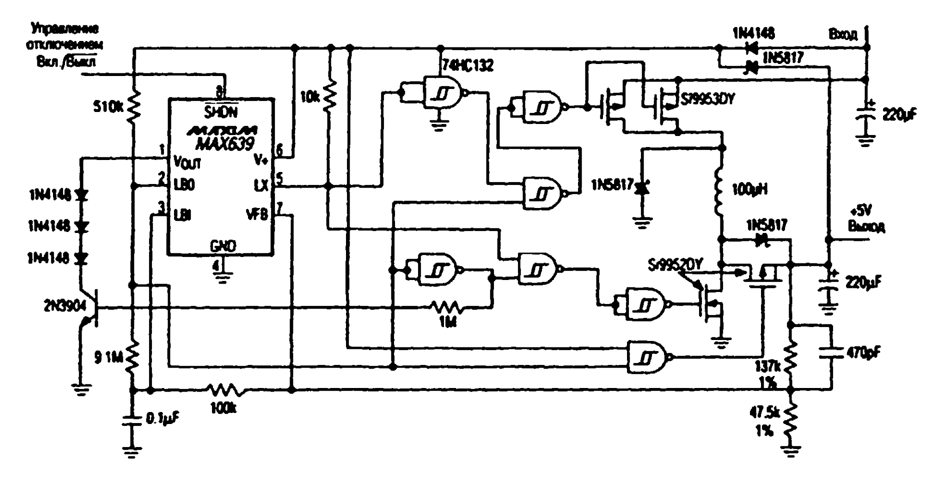


Рис. 8.102. Получение напряжения 5 В от четырех элементов с управлением режимом

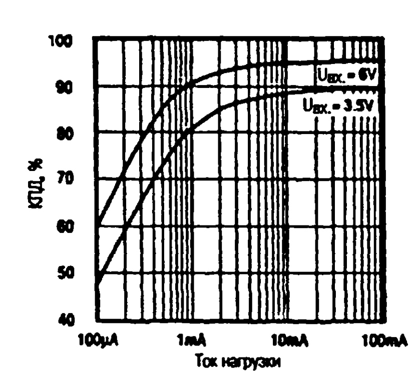


Рис. 8.103
Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.54. Линейный стабилизатор с тремя выходами и питанием от пяти элементов

На рис. 8.104 приведена схема включения ИС MAX714, которая при питании от пяти гальванических элементов обеспечивает получение выходного напряжения на трех выходах. На рис. 8.105 представлена зависимость КПД от тока нагрузки. Схема работает при входном напряжении 5,05–11 В. При U_{BX} = 6 В ток покоя равен 300 мкА, максимальный ток нагрузки – 1 А, ток холостого хода – 35 мкА. Интегральная микросхема MAX714 относится к семейству ИС серии MAX714/715, обладающих рядом контрольных функций, например контролем разряда батарей. В представленной схеме ИС MAX714 вырабатывает напряжение 5 В на двух выходах (на основном выходе ток равен 1 А при пиковом значении до 2 А, а на вспомогательном выходе – 100 мА). Схема также вырабатывает отрицательное напряжение смещения для ЖК дисплея (от –10 до –26 В), управляемое внутренним цифро-аналоговым преобразователем. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 27.)

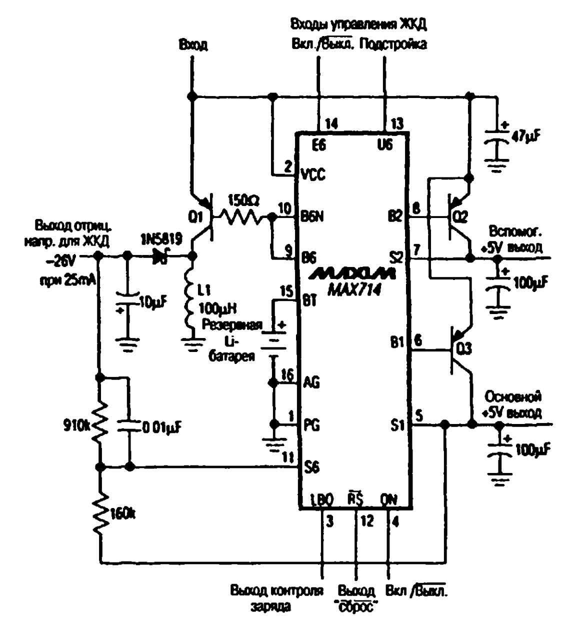


Рис. 8.104. Получение выходного напряжения на нескольких выходах ИС MAX714

Примечание к рис. Отключение интегральной микросхемы происходит при напряжении на выводе 4 менее 1,5 В, включение – при напряжении, превышающем 3,5 В. Q_1 – ZETEX ZTX750. Q_2, Q_3 – ZETEX ZTX788B. L1 – SUMIDA CDR74-101

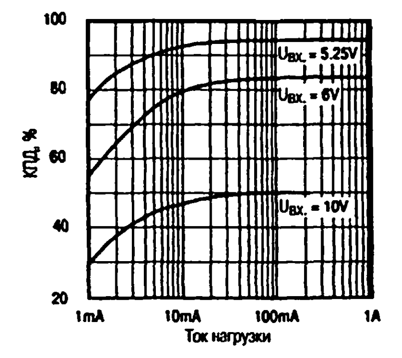


Рис. 8.105. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.55. Схема получения напряжения 5 В от пяти элементов

На рис. 8.106 приведена схема включения ИС понижающего стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией MAX714, который обеспечивает получение выходного напряжения 5 В при питании от пяти гальванических элементов. На рис. 8.107 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Схема имеет высокий КПД, так как имитирует работу линейного стабилизатора с низким падением напряжения и «догоняет» снижающееся напряжение батареи. Входное напряжение составляет 5,2–11 В. При U_{BX} = 6 В ток покоя равен 1,4 мА, максимальный ток нагрузки – 500 мА, а КПД – 95% при U_{BX} = 6 В и токе нагрузки 100 мА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p.p. 28, 29.)

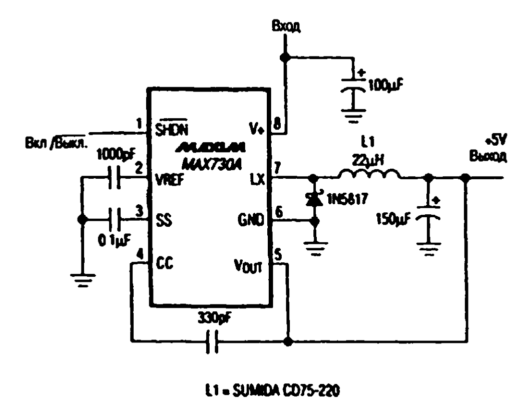


Рис. 8.106. Получение напряжения 5 В от пяти элементов

Примечание к рис. Отключение интегральной микросхемы происходит при значении напряжения на выводе 1 менее 0,25 В, включение – при напряжении, превышающем U_{BX} – 0,5 В.

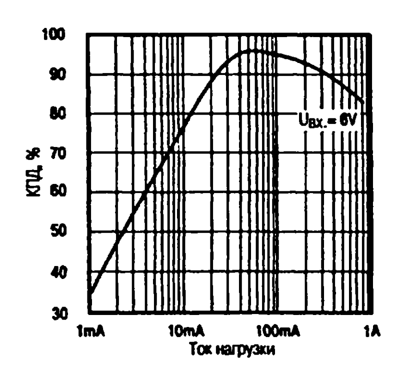


Рис. 8.107. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.56. Схема получения напряжений 3,3/5 В от 9-вольтовой батареи

На рис. 8.108 приведена схема включения ИС понижающего стабилизатора с ШИМ MAX639, которая вырабатывает выходное напряжение 5 В при питании от 9-вольтовой батареи, используемой для питания транзисторных радиоприемников (либо от любой батареи из шести гальванических элементов). На рис. 8.109 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Схема работает при входном напряжении от 5,5 до 11,5 В. Ток покоя равен 10 мкА при U_{BX} = 9 В, максимальный ток нагрузки – 100 мА при U_{BX} = 5,5 В и 175 мА при U_{BX} = 8 В. Если нужно получить выходное напряжение 3,3 вместо 5 В, следует использовать ИС стабилизатора MAX640 (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 29.)

8.1.57. Схема преобразования отрицательного напряжения в напряжение +5 В

На рис. 8.110 приведена схема включения ИС повышающего стабилизатора MAX752 которая вырабатывает выходное напряжение +5 В при входном напряжении от –6 до

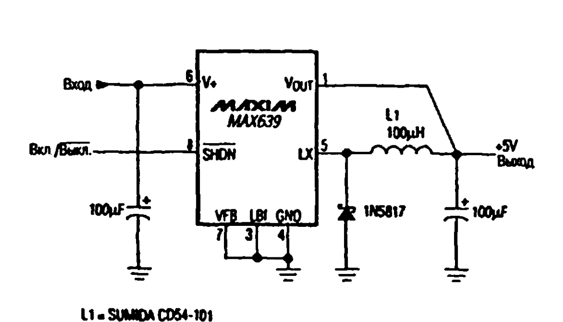




Рис. 8.108. Получение напряжений 3,3/5 В от 9-вольтовой батареи

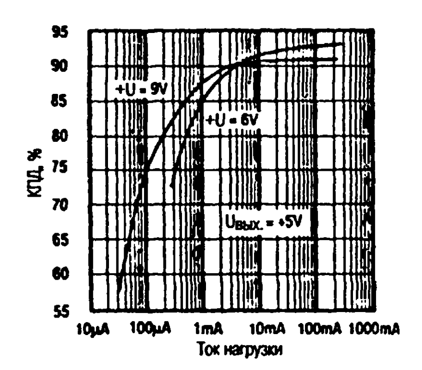


Рис. 8.109. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

–15 В (используется 6–9 гальванических элементов). Ток покоя равен 1,5 мА при U_{BX} = –6 В, максимальный ток нагрузки – 500 мА при том же входном напряжении. На рис. 8.111 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Схема работает только при условии, что отрицательный вывод батареи не соединен с «землей» (в тех системах, где не требуется получения от батареи нескольких выходных напряжений). (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 33.)

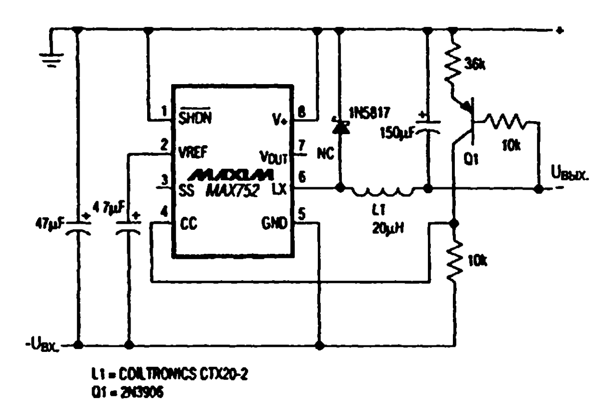


Рис. 8.110. Повышающий стабилизатор на ИС MAX752

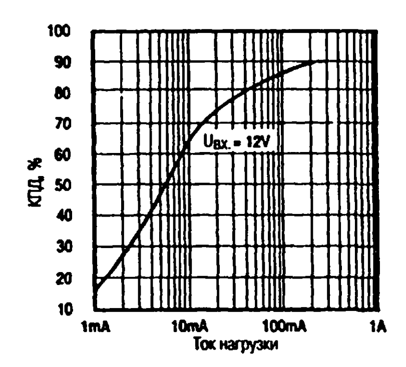


Рис. 8.111. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.58. Схема получения напряжения –5 В из напряжения +5 В или от четырех – восьми элементов

На рис. 8.112 приведена схема включения ИС стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией MAX714, которая вырабатывает выходное напряжение –5 В при питании от батареи из 4–8 гальванических элементов (либо от источника фиксированного напряжения +5 В). На рис. 8.113 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 4–15 В. Ток покоя равен 3 мА (при U_{BX} = 5 В), максимальный ток нагрузки – 1 А (при U_{BX} = 4,75 В) или

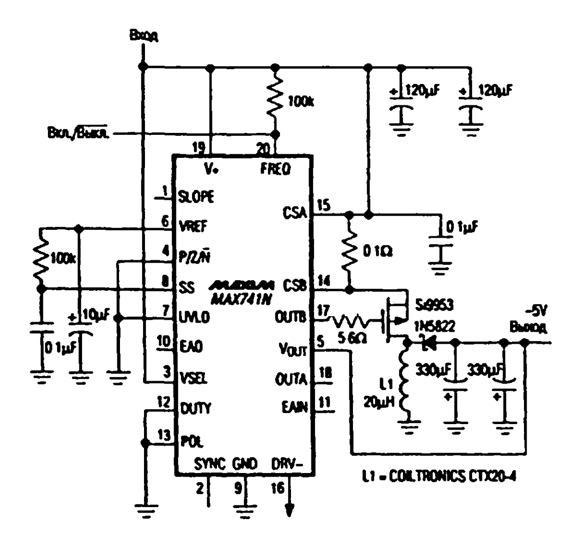


Рис. 8.112. Получение напряжения –5 В из напряжения +5 В или от 4–8 элементов

Примечание к рис. *Отключение ИС происходит при напряжении менее 0,25 В на выводе 20, включение – при высоком выходном сопротивлении источника сигнала (3-е состояние). Вывод 16 ИС подключается к выводу $U_{ВЫХ}$ (если $U_{ВХ} < 8$ В) либо заземляется (если $U_{ВХ} > 8$ В).*

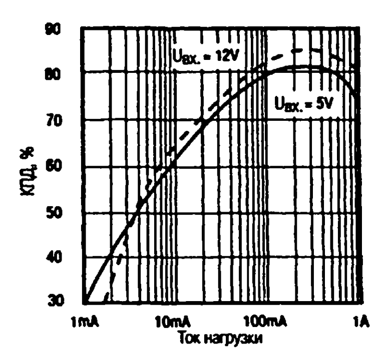


Рис. 8.113. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

1,25 А (при $U_{ВХ} = 12$ В). Ток в режиме отключения – 30 мкА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 56.)

8.1.59. Схема получения напряжения –5 В из напряжения +5 В или от пяти – восьми элементов

На рис. 8.114 приведена схема включения ИС стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией MAX739, которая вырабатывает выходное напряжение –5 В при питании от батареи из 5–8 последовательно включенных гальванических элементов (либо от источника фиксированного напряжения +5 В). На рис. 8.115 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 3,8–11 В, напряжение запуска без нагрузки – 4 В. Ток покоя равен 1,8 мА (при $U_{ВХ} = 5$ В), максимальный ток нагрузки – 200 мА (при $U_{ВХ} = 5$ В). Ток в режиме отключения – 1 мкА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 57.)

8.1.60. Схема получения напряжения –5 В с малыми шумами от источника +5 В

На рис. 8.116 приведена схема включения ИС стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией MAX735, которая вырабатывает выходное напряжение –5 В при

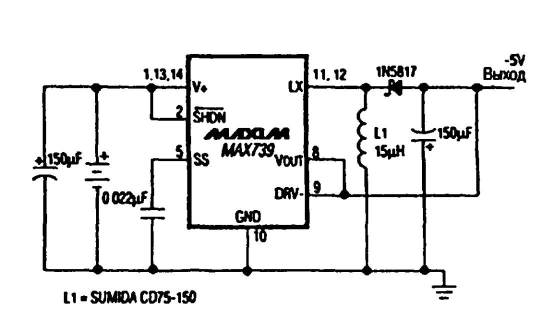


Рис. 8.114. Получение напряжения –5 В из напряжения +5 В или от 5–8 элементов

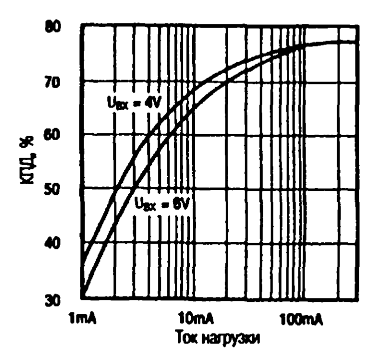


Рис. 8.115. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

среднем уровне мощности. На рис. 8.117 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 4–6,2 В. Ток покоя равен 1,6 мА, максимальный ток нагрузки – 200 мА (при $U_{ВХ}$ = 5 В). Ток в режиме отключения – 10 мкА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 58.)

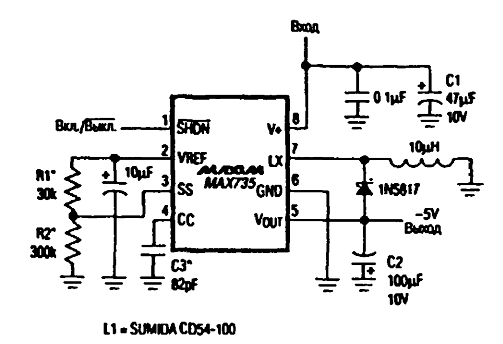


Рис. 8.116. Среднемощная схема стабилизатора с ШИМ на ИС MAX735

Примечание к рис. Отключение ИС происходит при напряжении менее 0,25 В на выводе 1, включение – при напряжении, превышающем ($U_{ВХ}$ – 0,5 В). Элементы схемы, отмеченные звездочкой, могут быть исключены, если ток нагрузки менее 100 мА.

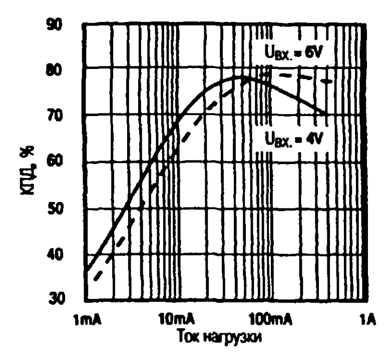


Рис. 8.117. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.61. Маломощная схема получения напряжения –5 В из напряжения +5 В

На рис. 8.118 приведена схема включения ИС стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией MAX639, которая вырабатывает выходное напряжение –5 В при малом уровне мощности. На рис. 8.119 приведена зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 1,2–6 В. Напряжение запуска схемы без нагрузки – 1 В, ток покоя – 35 мкА (при $U_{ВХ}$ = 5 В), максимальный ток

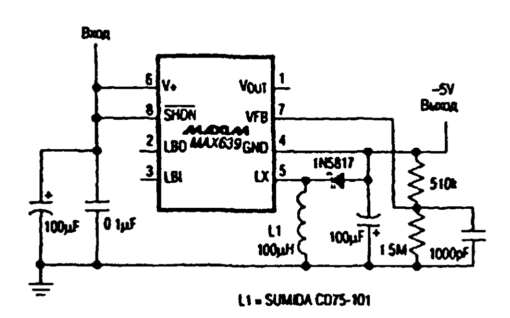


Рис. 8.118. Схема получения напряжения –5 В от источника напряжения +5 В при малых уровнях мощности

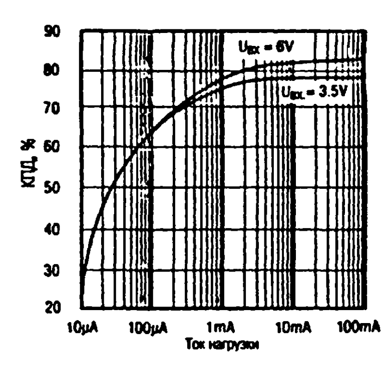


Рис. 8.119. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

нагрузки – 80 мА (при $U_{ВХ}$ = 4,75 В). Ток в режиме отключения – 10 мкА. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 59.)

8.1.62. Маломощная схема с перекачиванием заряда для получения напряжения –5 В

На рис. 8.120 приведена схема включения ИС МАХ660 с перекачиванием заряда, которая вырабатывает выходное напряжение –5 В при малом уровне мощности. На рис. 8.121 представлена зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 1,5–5,5 В, выходное сопротивление – 6,5 Ом. Ток покоя равен 100 мкА (при $U_{ВХ}$ = 5 В), максимальный ток нагрузки – 100 мА (при $U_{ВХ}$ = 4,75 В). Ток в режиме отключения – 10 мкА. Схема характеризуется малым уровнем шумов, фиксированной частотой внутреннего генератора (между 10 и 45 кГц) и нестабилизированным выходным напряжением (оно реагирует на изменения входного). (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 60.)

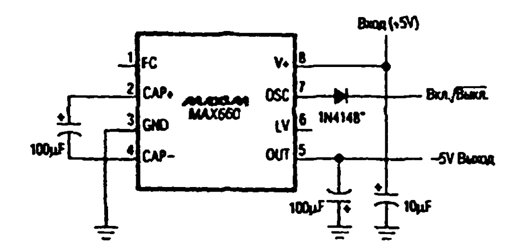


Рис. 8.120. Получение напряжения –5 В от схемы с перекачиванием заряда

Примечание к рис. Отключение ИС происходит при напряжении менее 0,3 В на выводе 7, включение – при напряжении более 2,8 В. Необязательный элемент схемы, отмеченный звездочкой, рекомендован для режима отключения.

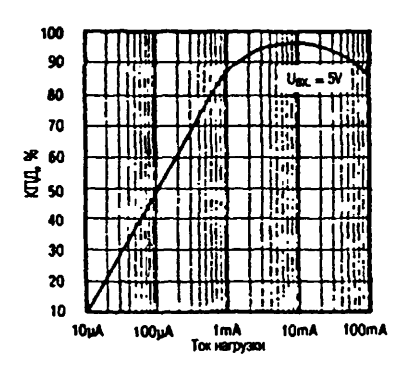


Рис. 8.121. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.63. Микромощная схема с перекачиванием заряда для получения напряжения -5 В

На рис. 8.122 приведена схема включения ИС MAX1044 с перекачиванием заряда, которая вырабатывает выходное напряжение –5 В при очень малом уровне мощности. На рис. 8.123 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 1,5–10 В, выходное сопротивление – 65 Ом. Ток покоя равен 50 мкА (при $U_{ВХ}$ = 5 В), максимальный ток нагрузки – 10 мА (при $U_{ВХ}$ = 4,75 В). Ток в режиме отключения – 1,5 мкА.

Эта схема представляет собой упрощенный вариант, представленной на рис. 8.120. ИС MAX1044 в основном повторяет ИС MAX660, за исключением более широкого диапазона входных напряжений, десятикратного снижения выходного тока и меньшей стоимости. Фиксированная частота внутреннего генератора может составлять 8–65 кГц. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 61.)

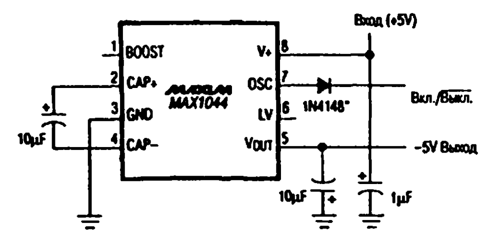


Рис. 8.122. Схема включения ИС MAX1044 с перекачиванием заряда

Примечание к рис. Отключение ИС происходит при напряжении менее 0,3 В на выводе 7, включение – при напряжении, превышающем 2,8 В. Необязательный элемент схемы, отмеченный звездочкой, рекомендован для режима отключения.

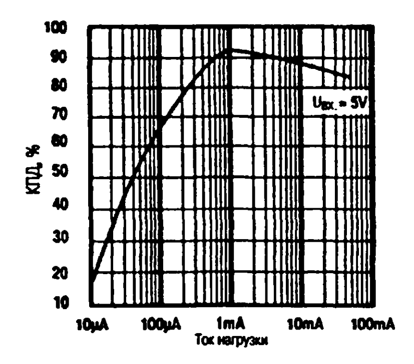
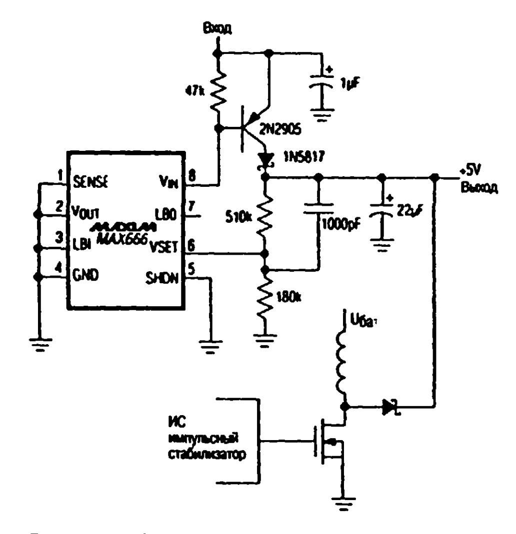
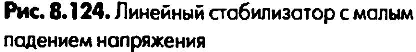


Рис. 8.123. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

8.1.64. Линейный стабилизатор с малым падением напряжения

На рис. 8.124 приведена схема включения ИС линейного стабилизатора MAX666, которая вырабатывает выходное напряжение 5 В. Применение этой схемы целесообразно для резервных батарейных источников бесперебойного питания, а также в маломощных схемах, где основной источник питания – батареи, а сетевые адаптеры переменного тока используются нерегулярно. Входное напряжение может составлять 5,4–16,5 В, ток покоя равен 20 мкА при $U_{ВХ}$ = 10 В, падение напряжения при токе нагрузки 100 мА – 400 мВ, максимальный ток нагрузки – 500 мА при $U_{ВХ}$ = 6 В. Ток в режиме отключения – 5 мкА. На рис. 8.125 показана зависимость КПД от тока нагрузки. Следует отметить, что проходной транзистор – внешний, и его можно выбрать с учетом требуемой мощности рассеяния. В случае небольших мощностей рассеяния вместо транзистора 2N2905 можно использовать встроенный силовой транзистор интегральной микросхемы с током 50 мА, а также ИС




Рис. 8.124. Линейный стабилизатор с малым падением напряжения

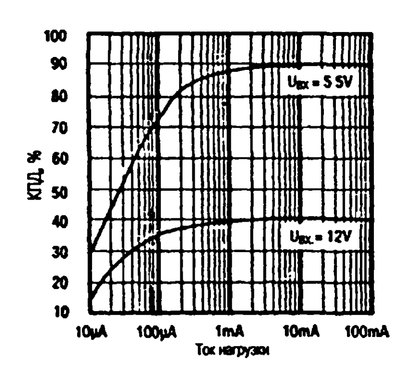


Рис. 8.125. Зависимость КПД стабилизатора от тока нагрузки

MAX667 с более мощным встроенным транзистором на 250 мА и меньшим значением падения напряжения. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 74.)

8.1.65. Токочувствительный усилитель с повышенным напряжением

На рис. 8.126 приведена схема включения ИС микромощного ОУ ICL7612A в качестве чувствительного элемента, контролирующего ток повышенного напряжения.

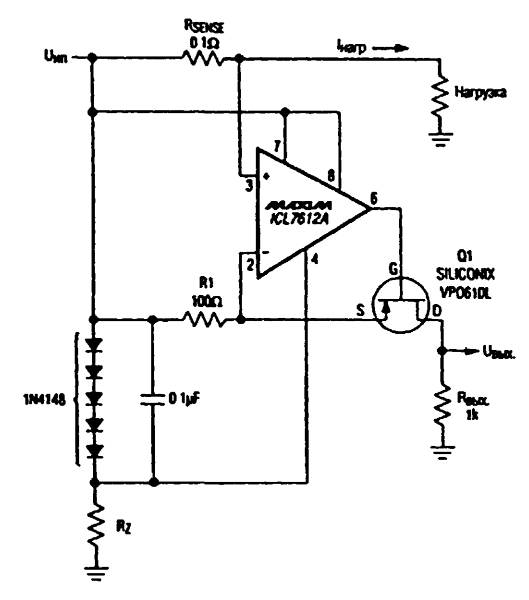


Рис. 8.126
Токочувствительный усилитель с повышенным напряжением

Примечание к рис. Значение сопротивления резистора R_Z определяется по формуле:

$$R_Z = \frac{(U_{ИП} - 2{,}5)В}{20 мкА}.$$

Значение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ рассчитывается так:

$$U_{ВЫХ} = I_{НАГР} R_{ВЫХ} \frac{R_{SENSE}}{R_1}.$$

Рабочее напряжение составляет 4,5–48 В, ток покоя – 20 мкА при $U_{ВХ}$ = 10 В, а коэффициент передачи – 1 В/А. Схема контролирует ток на положительном выводе батареи, при этом ее отрицательный вывод должен быть подключен непосредственно к «земле» схемы. Выходное напряжение схемы, измеряемое относительно «земли», прямо пропорционально току, протекающему через низкоомный датчик тока R_{SENSE}. Как правило, выходной сигнал схемы поступает на вход АЦП или преобразователя напряжения в частоту. Так как выходной сигнал пропорционален току источника, то выходное напряжение соответствует любому уровню тока и ограничено только напряжением источника питания. Значение R1 можно выбрать в пределах от 100 R_{SENSE} до 1000 R_{SENSE}. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 75.)

8.1.66. Схема контроля напряжений

На рис. 8.127 приведена схема включения ИС MAX8214 для контроля состояния блока из шести никель-кадмиевых аккумуляторов и резервной литиевой батареи. Более крупные портативные системы, как правило, требуют использования нескольких компараторов, осуществляющих контроль состояния как основной, так и резервной батарей, а также слежение за сбоем напряжения и опознание включенного сетевого адаптера. Представленная схема позволяет осуществлять перечисленные формы контроля и потребляет ток не более 3 мкА на один компаратор. Диапазон контролируемых входных напряжений составляет 1,25–100 В, входное напряжение для ИС – 2,7–11 В. Ток покоя при $U_{ВХ}$ = 5 В – 16 мкА, точность порогового значения – максимум 11%. Когда блок никель-кадмиевых аккумуляторов заряжен полностью, на выходе 3 – уровень логической 1. Если напряжение блока никель-кадмиевых аккумуляторов падает до низкого уровня (но еще пригодного для эксплуатации), то на выходе 2 появляется сигнал низкого уровня (логический 0). При полном разряде блока аккумуляторов он возникает на выходе 1, при полном разряде литиевой батареи – на выходе 4. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 77.)

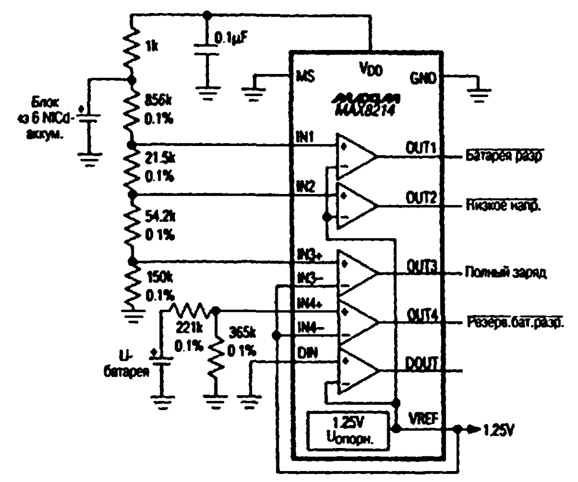


Рис. 8.127
Устройство контроля состояния батарей и аккумуляторов

8.1.67. Схема получения напряжений 3,3, 5 и 12 В от 6–12 элементов

Рис. 8.128. Получение напряжений 3,3, 5 и 12 В от 6–12 элементов

Примечания к рис.:

1. *Диапазон напряжений батареи 6,5–30 В относится к показанным на схеме элементам.*
2. *Соединения (по Кельвину) с токочувствительным элементом должны быть как можно короче и располагаться максимально близко друг к другу.*

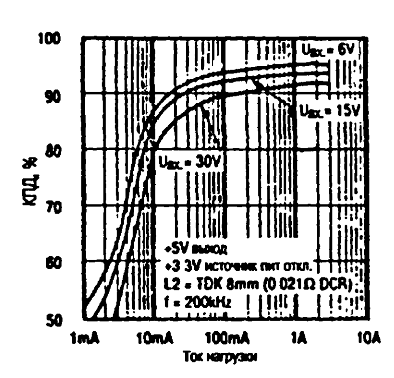


Рис. 8.129. Зависимость КПД схемы от тока нагрузки

На рис. 8.128 показана схема включения ИС MAX782, представляющая собой источник питания с поверхностным монтажом портативного компьютера и вырабатывающая выходные напряжения 3,3, 5 и 12 В при питании от батареи, состоящей из 6–12 гальванических элементов. На рис. 8.129 приведена зависимость КПД от тока нагрузки. Входное напряжение может составлять 5,5–30 В. Ток покоя – 420 мкА при $U_{ВХ} = 15$ В. Максимальный ток нагрузки равен 3 А при $U_{ВЫХ} = 5$ В и $U_{ВХ} = 6$ В, а также при $U_{ВЫХ} = 3{,}3$ В и $U_{ВХ} = 6$ В. Ток в режиме отключения – 70 мкА. Оценочный набор можно заказать на фирме Maxim. (См. «Maxim Battery Management Circuit Collection», 1994, p. 37.)

9. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Эта глава посвящена схемам, преобразующим аналоговые сигналы (напряжения) в цифровую форму (аналого-цифровые преобразователи – АЦП), а также выполняющим обратное преобразование цифровых сигналов в аналоговую форму (цифро-аналоговые преобразователи – ЦАП). Описываемые схемы – по существу цифровые, поэтому информация по их тестированию и поиску неисправностей, содержащаяся в главе 1, полностью применима ко всем схемам ЦАП и АЦП. Принципы работы АЦП и ЦАП изложены в книге J. Lenk, «Simplified Design of Data Converter». Butterworth-Heinemann, 1997.

9.1. Проверка и поиск неисправностей АЦП

АЦП проверяют, подавая на вход напряжение определенной величины и одновременно контролируя наличие на выходе соответствующего цифрового значения. Например, в АЦП, изображенном на рис. 9.1, фиксированное значение напряжения в интервале от 0 до +10 В подается на вывод 2 компаратора А1, а соответствующее цифровое значение можно считывать либо с выводов 5–14 микросхемы DAC-10, либо с шин между DAC-10 и регистром последовательных приближений SAR2504. На шинах потенциал логической 1 равен +5 В, а потенциал логического 0 – 0 В, или потенциалу «земли».

Необходимо учесть, что вывод 2 регистра последовательных приближений SAR2504 – это последовательный цифровой выход. Его лучше контролировать с помощью осциллографа. Частоту, на которой осуществляется преобразование (от 1 до 2 МГц), проверяют на тактовом входе (вывод 13 SAR2504). Для начала каждого цикла преобразования на вывод 14 ИС SAR2504 должен поступать входной стартовый сигнал (как правило, от системного микропроцессора). В конце цикла преобразования с вывода 3 (завершение преобразования) выходной сигнал подается на микропроцессор (указывается состояние процесса преобразования: завершен полностью или нет).

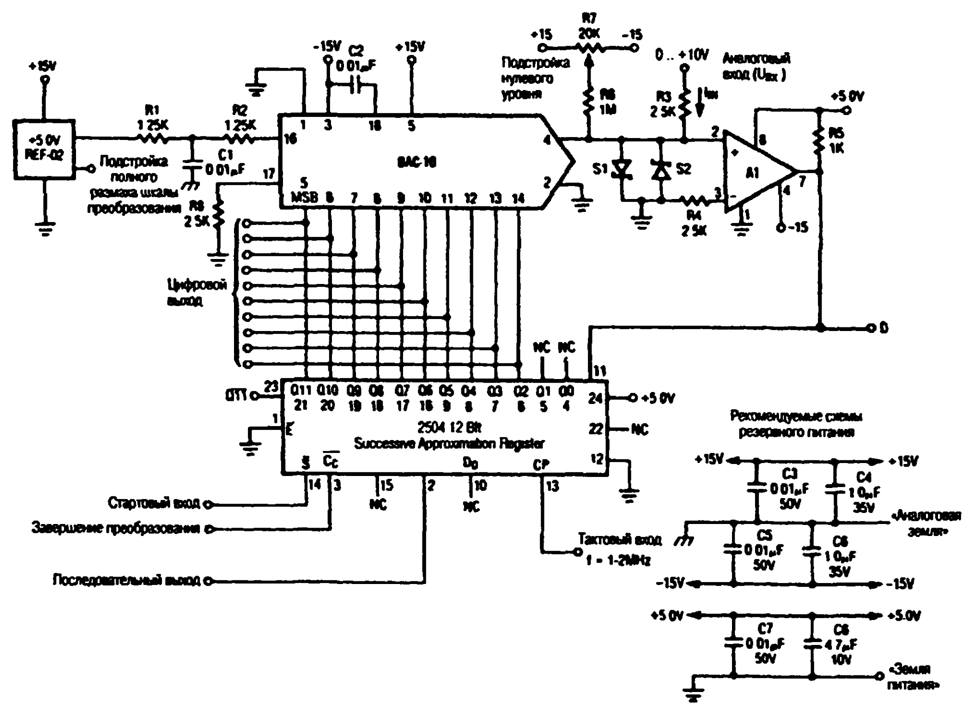


Рис. 9.1. Типовая схема АЦП

Примечание к рис. Резисторы R1, R2 и R3 должны иметь точность 0,025%. Компаратор A1 типа RM4805, RM111 или аналогичный. Источник опорного напряжения типа Ref-02 или аналогичный. Рекомендуемые типы стабилитронов S1 и S2 – HP5082.

Если выходные сигналы имеют незначительные отклонения от нормы, то можно подкорректировать их, используя подстроечный потенциометр R7 для низкого уровня сигнала (при входном аналоговом сигнале, равном нулю, на всех цифровых выходах должен быть логический 0), либо произвести подстройку опорного напряжения +5 В для высокого уровня сигнала (при входном аналоговом напряжении, равном +10 В, на всех цифровых выходах должна быть логическая 1). Если выходные сигналы отсутствуют либо не соответствуют норме, то возможна неисправность DAC-10, компаратора A1 или регистра последовательных приближений SAR2504. Следует отметить, что точность схемы во многом зависит от точности резисторов R1, R2 и R3.

9.2. Проверка и поиск неисправностей ЦАП

Преобразователи сигнала из цифровой формы в аналоговую можно проверять, подавая сигнал на цифровой (дискретный) вход и одновременно контролируя наличие соответствующего выходного напряжения. Например, в ЦАП, изображенном на рис. 9.2, входные выводы 4–11 ИС RM/RC4888 могут быть заземлены (для подачи логического 0) или подключены к источнику напряжения 5 В (для подачи

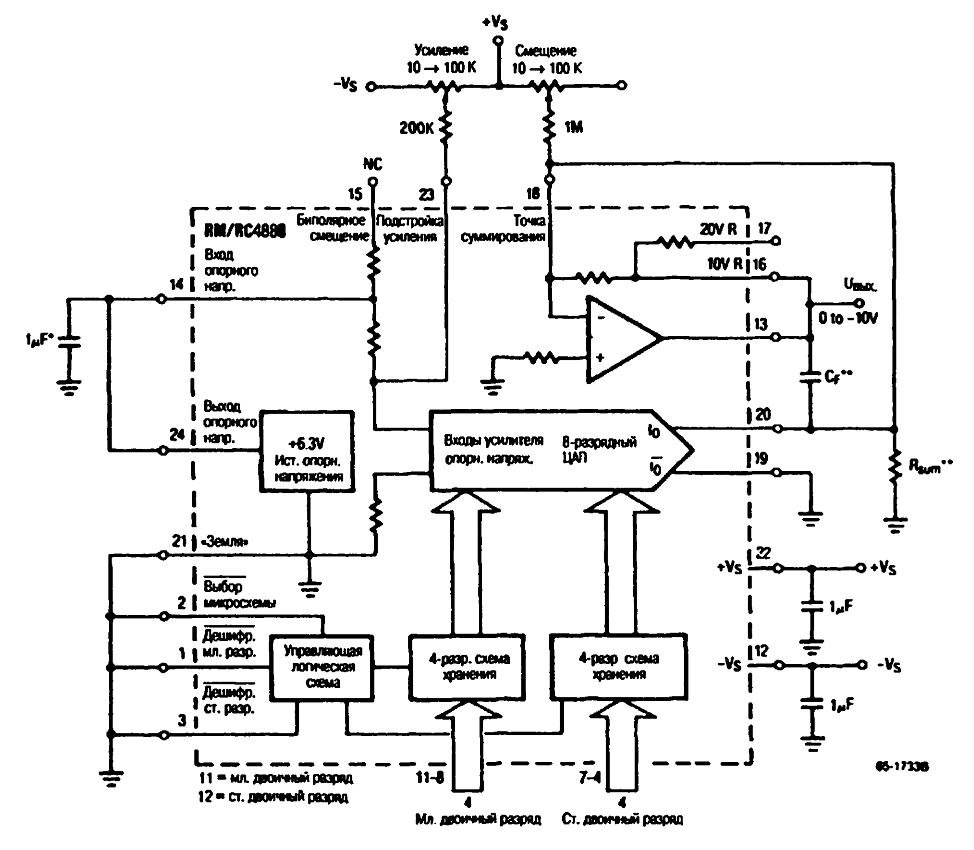


Рис. 9.2. Восьмиразрядный двоичный ЦАП

Примечание к рис. Калибровка производится в следующем порядке:

1. *Подать на входы 4–11 нулевой уровень сигнала (логический 0).*
2. *Производить подстройку входного смещения, пока $U_{ВЫХ}$ не станет равным 0.*
3. *Подать на входы 4–11 высокий уровень сигнала (логическая 1).*
4. *Подстраивать усиление, пока $U_{ВЫХ}$ не станет равным необходимому значению.*

** – необязательные компоненты схемы; служат для уменьшения шума источника опорного напряжения.*

*** – необязательные компоненты схемы; служат для уменьшения времени установления выходного напряжения.*

логической 1), а выходное напряжение контролируется на выводе 13 вольтметром с высоким классом точности. Соответствие выходных аналоговых сигналов входному двоичному коду представлено в табл. 9.1.

При небольших отклонениях выходного напряжения можно произвести коррекцию с помощью калибровочных процедур. Например, при подаче на все цифровые входы логического 0 (выводы 4–11 заземлены) можно посредством потенциометра подстроить входное смещение так, чтобы выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ стало равным 0,0000 В. Затем, подав на все цифровые входы напряжение 5 В (уровень

Таблица 9.1. Таблица преобразования 8-разрядного ЦАП

Формат данных	Значения выходной шкалы	СДР DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	МДР DB0	I_0, мА	$\bar{I}_0$, мА	$U_{вых}$, В
Прямой униполярный двоичный код с позитивной логикой. Несмещенный ноль выходного напряжения	Максимальное положительное	1	1	1	1	1	1	1	1	3,999	0,000	9,9609
	Максимальное положительное минус младший разряд	1	1	1	1	1	1	1	0	3,984	0,001	9,9219
	Ноль плюс младший разряд	0	0	0	0	0	0	0	1	0,0001	3,984	0,0391
	Ноль	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	3,999	0,0000
Дополнительный униполярный двоичный код (прямой с негативной логикой). Несмещенный ноль выходного напряжения	Максимальное положительное	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	3,999	9,9609
	Максимальное положительное минус младший разряд	0	0	0	0	0	0	0	1	0,001	3,984	9,9219
	Ноль плюс младший разряд	1	1	1	1	1	1	1	0	3,984	0,001	0,0391
	Ноль	1	1	1	1	1	1	1	1	3,999	0,000	0,0000

Примечание к табл. СДР – старший двоичный разряд; МДР – младший двоичный разряд.

логической 1), следует производить подстройку усиления до значения выходного напряжения $U_{ВЫХ}$, равного 9,9609 В. Возможно, обе подстроечные процедуры придется повторить несколько раз, чтобы значения выходных напряжений находились в заданных пределах.

9.3. Описание схем АЦП и ЦАП

9.3.1. Восьмиразрядный АЦП с внутренним 16-канальным мультиплексором

На рис. 9.3 показан АЦП ADC0816/17 с внутренним 16-канальным мультиплексором (коммутатором), разработанный для применения в системах сбора данных. В табл. 9.2 представлены коды выбора канала мультиплексора, а на рис. 9.4 – временные диаграммы работы АЦП. В дополнение к стандартному восьмиразрядному АЦП последовательных приближений ИС этого типа содержат также 16-канальный аналоговый мультиплексор (см. главу 2) с четырехразрядным адресным входом и регистром для запоминания адреса. Таким образом, данная микросхема содержит основные элементы, необходимые для создания системы сбора данных, обладающей восьмиразрядной точностью и средней производительностью.

ADC0816/17 аналогична по своим параметрам другим микросхемам АЦП, используемым в системах сбора данных, однако обладает доступными извне выходом внутреннего мультиплексора и входом компаратора АЦП. Эта особенность полезна при совместной работе с АЦП схем, обрабатывающих сигналы. Помимо этого такие ИС имеют дополнительный (расширяющий) управляющий вход,

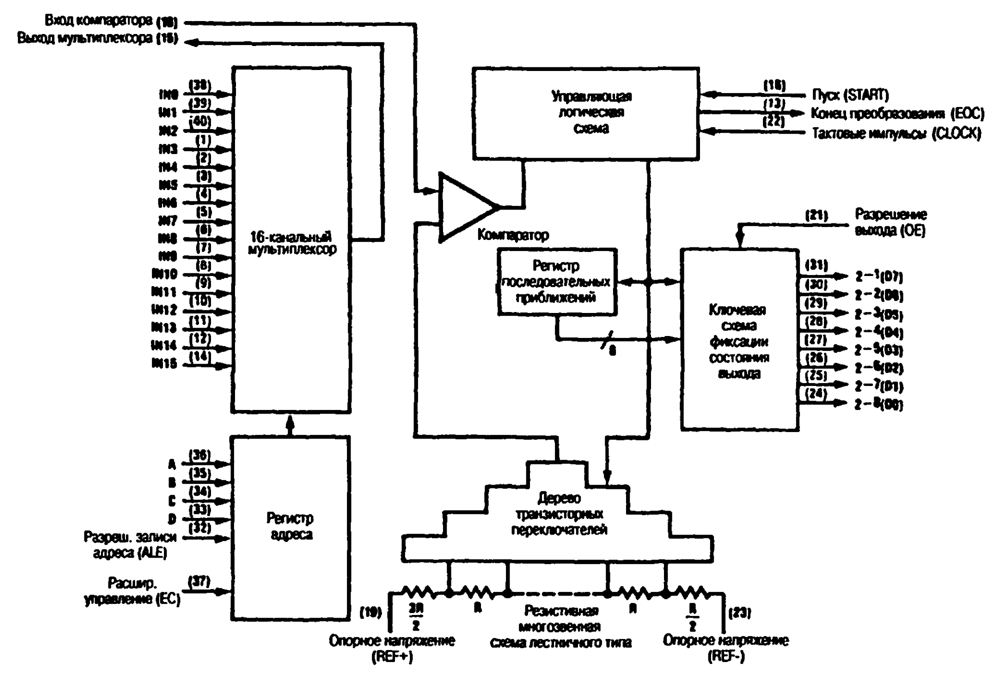


Рис. 9.3. Восьмиразрядный АЦП ADC0816/17 с внутренним 16-канальным мультиплексором

позволяющий увеличивать число мультиплексоров и соответственно входных каналов. ИС ADC0816 аналогична ADC0817 во всем, кроме точности. ADC0816 – более точный прибор, общая нерегулируемая ошибка составляет ±0,5 МДР (младшего двоичного разряда). ИС ADC0817 имеет общую нерегулируемую ошибку, равную 1 МДР, и, как следствие, меньшую стоимость. (См. «National Semiconductor», Application Note 256, p.p. 590, 591.)

Таблица. 9.2. Коды выбора канала мультиплексора

Адресные разряды D	C	B	A	Сигнал расширенного управления (EC)	Выбранный канал
0	0	0	0	1	IN0
0	0	0	1	1	IN1
0	0	1	0	1	IN2
0	0	1	1	1	IN3
0	1	0	0	1	IN4
0	1	0	1	1	IN5
0	1	1	0	1	IN6
0	1	1	1	1	IN7
1	0	0	0	1	IN8
1	0	0	1	1	IN9
1	0	1	0	1	IN10
1	0	1	1	1	IN11
1	1	0	0	1	IN12
1	1	0	1	1	IN13
1	1	1	0	1	IN14
1	1	1	1	1	IN15
X	X	X	X	0	Нет

9.3.2. Аналого-цифровое преобразование относительных величин

На рис. 9.5 представлена схема включения ИС ADC0816/17 для аналого-цифрового преобразования относительных величин сигналов. Так как оба вывода резистивной многозвенной цепи лестничного типа (резистивной «лестницы») 256R имеют внешний доступ (см. рис. 9.3), такие ИС идеальны для использования совместно с датчиками относительных величин, у которых выходной сигнал пропорционален некоторой определенной опорной величине. Важным здесь является не абсолютное значение выходного сигнала датчика, а его относительное значение по сравнению с опорной величиной. Основное преимущество этого датчика заключается в том, что ему не требуется источник высокоточного опорного напряжения, однако он должен иметь очень малый уровень шумов, так как выбросы напряжения в процессе преобразования могут привести к искажению результата. На схеме (рис. 9.5) в качестве опорного используется напряжение источника питания 5 В, что исключает необходимость дополнительного внешнего источника опорного напряжения. На плате должны быть предусмотрены отдельные печатные проводники как для подачи напряжения питания 5 В, так и раздельного заземления цепей опорного и питающего напряжений. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 592.)

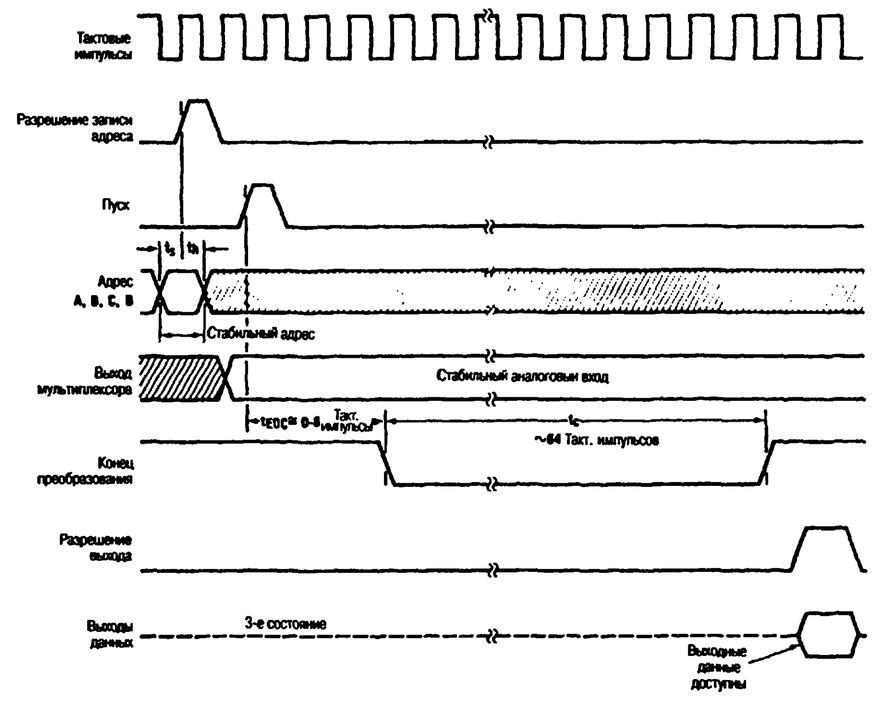


Рис. 9.4. Временные диаграммы работы АЦП

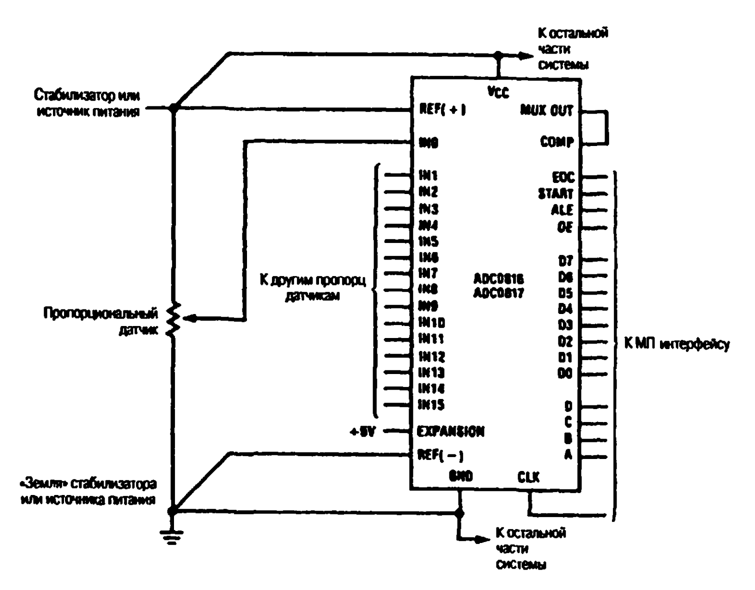


Рис. 9.5. Схема включения ИС ADC0816/17 как АЦП относительных величин

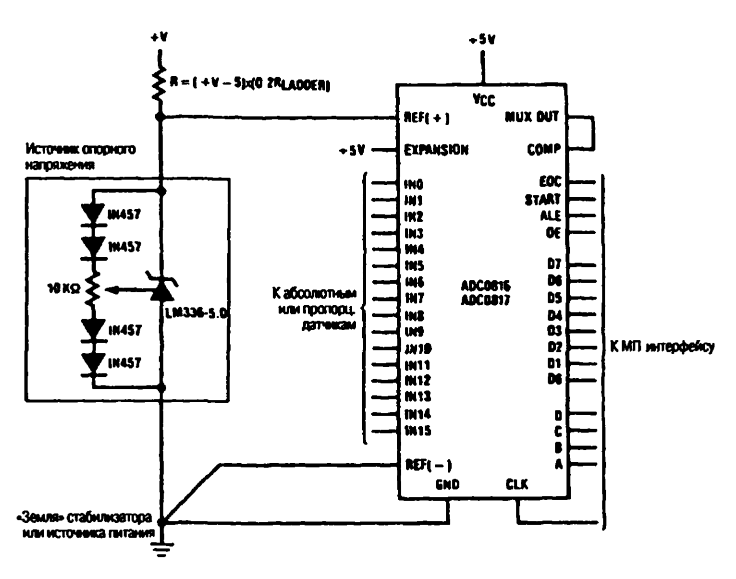


Рис. 9.6. Схема включения ИС ADC0816/17 как АЦП абсолютных величин

9.3.3. Аналого-цифровое преобразование абсолютных величин

На рис. 9.6 представлена схема включения ИС ADC0816/17, которая используется для аналого-цифрового преобразования абсолютных величин сигналов. В этом случае значения выходных сигналов датчика не связаны с другими напряжениями и, в отличие от датчика относительных величин, важно именно абсолютное значение выходного сигнала. Поэтому источник опорного напряжения должен иметь достаточную точность для правильного определения абсолютной величины выходного сигнала датчика. Прецизионное регулируемое опорное напряжение обеспечивается интегральной микросхемой LM336-5,0 совместно с дополнительными элементами. Здесь могут быть использованы датчики относительных величин. Однако следует четко понимать, что точность преобразования абсолютных величин определяется прежде всего точностью применяемого источника опорного напряжения. В случае преобразования относительных величин (см. рис. 9.5) точность определяется характеристиками самого датчика. (См. «National Semiconductor», Application Note 259, 1994, p. 594.)

9.3.4. Использование источника опорного напряжения в качестве источника питания

На рис. 9.7 представлена схема подключения АЦП ADC0816/17 к внешнему источнику опорного напряжения, используемому в качестве источника питания. ИС LM336-5,0 обеспечивает стабилизированное напряжение 5 В для питания АЦП и входов опорного напряжения, а также для остальных компонентов схемы. Конечно, для подачи напряжения V+ можно воспользоваться нестабилизированным источником питания с напряжением более 5 В. Сопротивление последовательно включенного резистора R выбирается из условия максимального

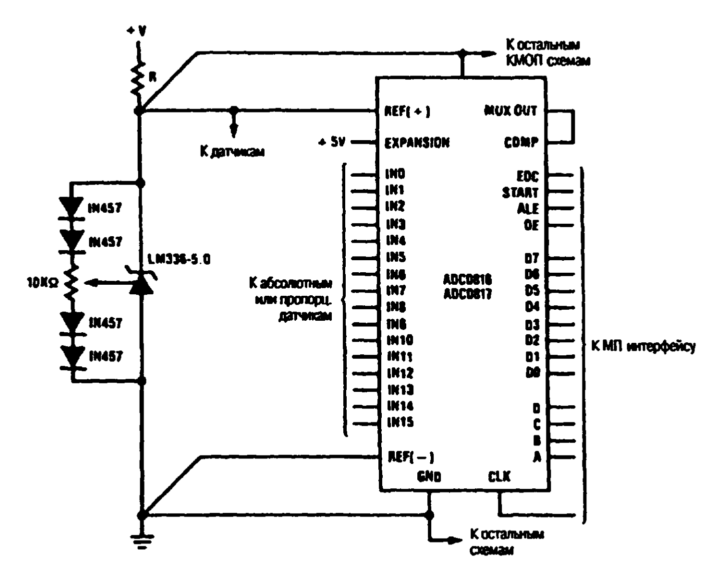


Рис. 9.7. Использование источника опорного напряжения в качестве источника питания

тока потребления системы, при котором ИС LM336-5,0 обеспечивает необходимую стабилизацию напряжения. Величина сопротивления R вычисляется по формуле:

$$R = \frac{V_S - V_{REF}}{I_{LAD} + I_{TR} + I_P + I_R},$$

где V_S – значение напряжения нестабилизированного источника питания; V_{REF} – опорное напряжение; величина тока резистивной «лестницы» I_{LAD} определяется так: $I_{LAD} = V_{REF} / 1$ кОм; I_{TR} – ток преобразователя; I_P – ток, потребляемый системой от источника питания; I_R – минимальный ток источника опорного напряжения. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 594.)

9.3.5. Использование буферизованного опорного напряжения в качестве питающего

На рис. 9.8 представлена схема АЦП ADC0816/17 с буферизованным опорным напряжением. Использование буферного усилителя (буферизация) на выходе источника опорного напряжения обеспечивает более высокие выходные токи, чем в схеме, рассмотренной на рис. 9.7, и исключает член I_P из уравнения для определения величины сопротивления R. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 594.)

9.3.6. Исключение регулировок усиления по входу

На рис. 9.9 и 9.10 представлены схемы подключения ИС ADC0816/17, в которых исключены регулировки усиления входных аналоговых сигналов. Это достигается изменением напряжений REF+ и REF– преобразователя, что, в свою очередь, позволяет менять диапазон шкалы преобразования. Как правило, опорные напряжения

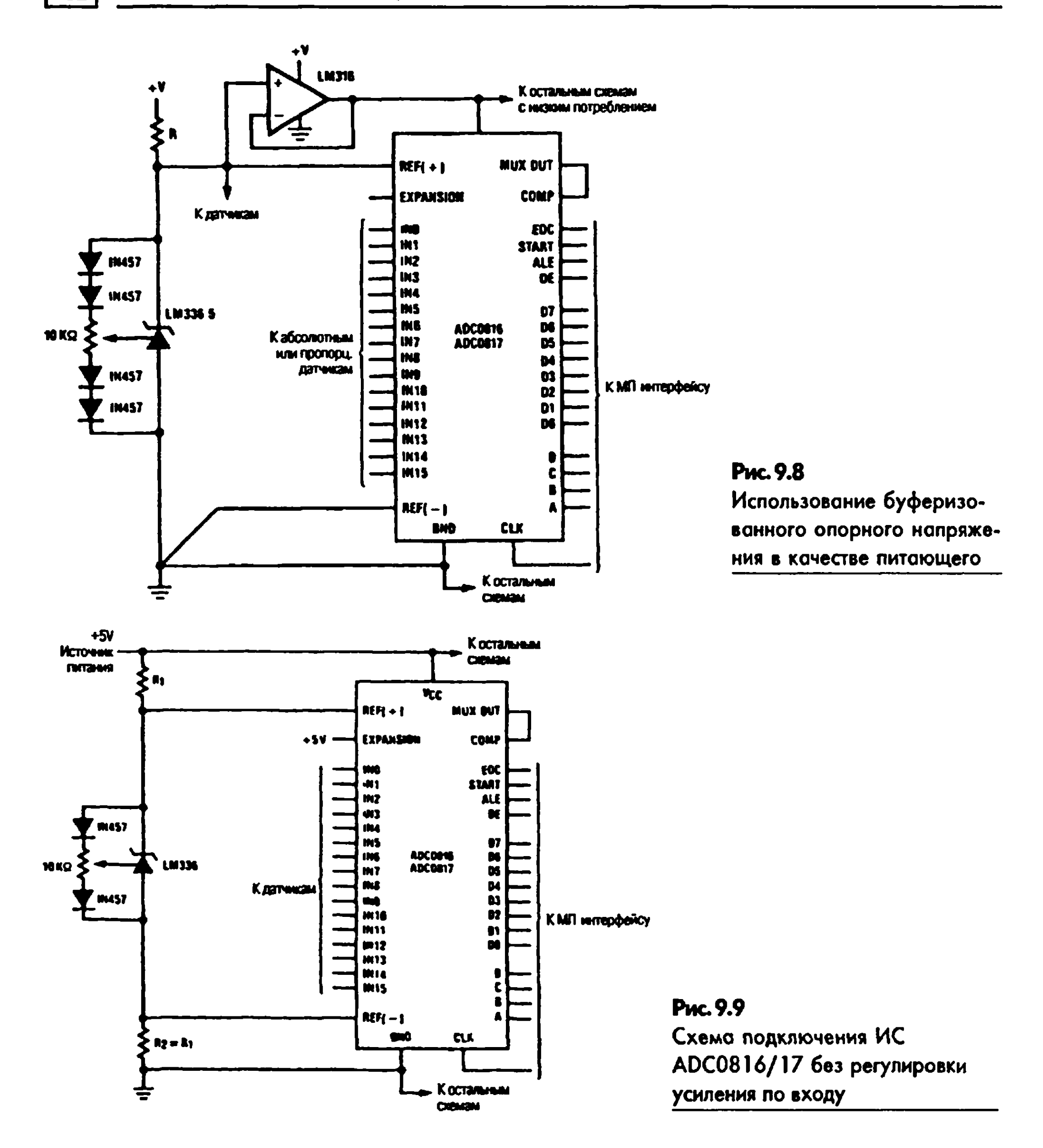


Рис. 9.8
Использование буферизованного опорного напряжения в качестве питающего

Рис. 9.9
Схема подключения ИС ADC0816/17 без регулировки усиления по входу

могут быть изменены в диапазоне 5–0,5 В, что дает возможность приспособить схему к различным диапазонам входных напряжений. Однако есть одно ограничение: середина диапазона опорного напряжения должна находиться в пределах ±0,1 В от половины напряжения источника питания. Причина ограничения в том, что эталонная резистивная «лестница» дополнена многозвенной переключающей схемой с N- или P-канальными МОП транзисторами (см. рис. 9.3). Смещение напряжения в центре многозвенной переключающей цепи от значения V_{CC2} вызывает смещение напряжения транзисторных ключей, что приводит к неточному и ошибочному преобразованию. Однако при правильном применении этот метод

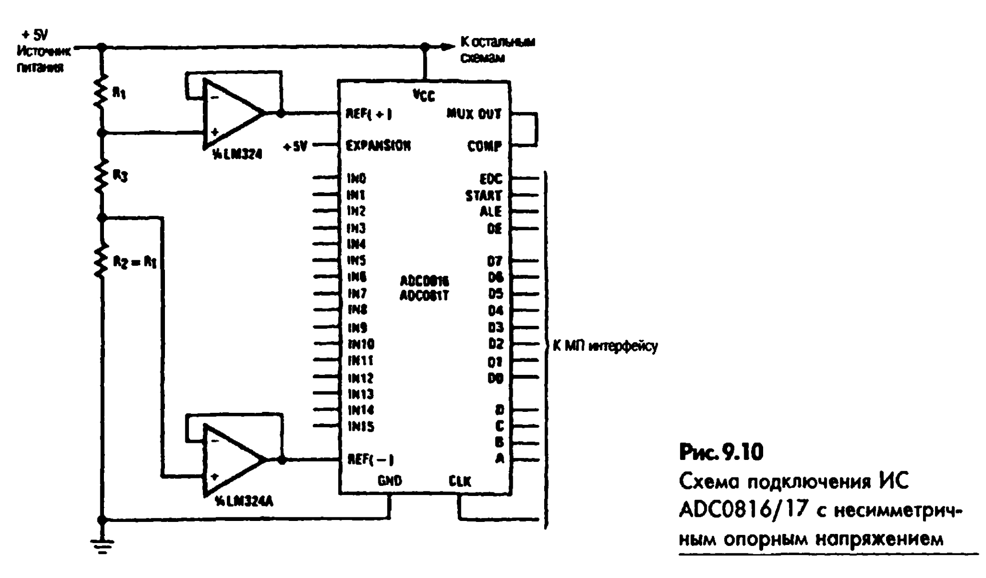


Рис. 9.10
Схема подключения ИС ADC0816/17 с несимметричным опорным напряжением

обеспечивает уменьшение количества элементов схемы и снижение потребляемой мощности за счет отказа от использования дополнительных входных схем сопряжения. Для схемы на рис. 9.9, когда опорное напряжение привязано к средней точке источника питания, резисторы R1 и R2 смещают напряжения REF+ и REF− относительно значений V_{CC} и «земли». На схеме показана ИС LM336-2,5, но можно использовать любое опорное напряжение в диапазоне 0,5–5 В. В случае несимметричного опорного напряжения следует применять схему с ОУ, показанную на рис. 9.10. Можно использовать ОУ с питанием от одного источника, например LM234 или LM10. Резисторы R1, R2 и R3 образуют делитель, в котором R1 и R3 «центрируют» опорное напряжение относительно V_{CC2}, а изменением R2 задается необходимое значение опорного напряжения. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 595.)

9.3.7. Простой 32-канальный АЦП

На рис. 9.11 представлена схема подключения АЦП ADC0816/17, предусматривающая 32-канальное преобразование. Такая конфигурация возможна за счет вывода EC, который управляет работой мультиплексора. Когда на выводе EC низкий уровень сигнала, все ключи выключены, следовательно, на вход компаратора может быть подан другой сигнал. При необходимости могут применяться и дополнительные каналы. Для адресации 32 каналов нужны всего пять адресных линий. Четыре младших бита поступают непосредственно на входы A–D, а также на триггер MM74C174, который используется в качестве защелки адреса для двух ИС CD4051. Выходы 1Q – 3Q триггера подключены к адресным входам ИС CD4051. Выходы 4Q и 5Q формируют сигналы разрешения для каждой ИС CD4051. Сигнал с выхода 5Q после инверсии подается также на вход управления (EC), чтобы разрешить работу мультиплексора АЦП. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 596.)

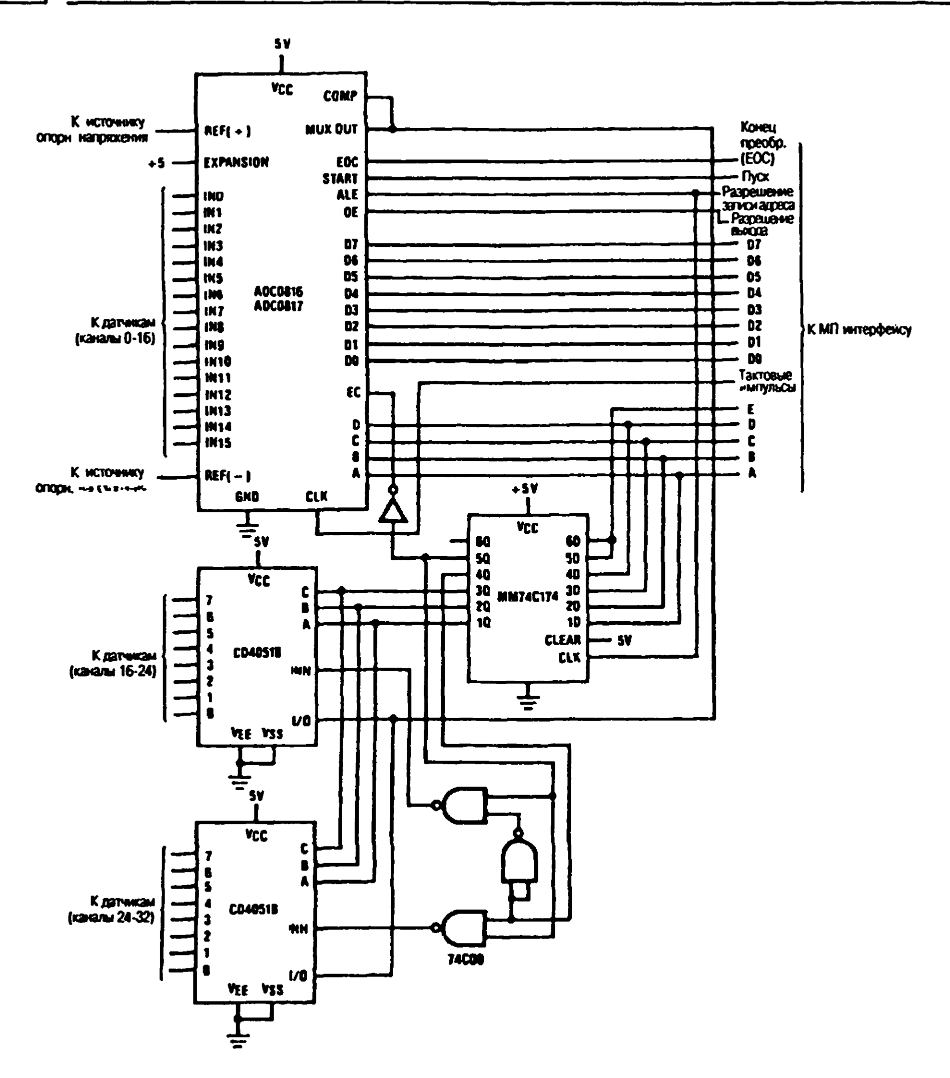


Рис. 9.11. Простой 32-канальный АЦП

9.3.8. Простой дифференциальный 8-канальный АЦП

На рис. 9.12 представлена схема подключения АЦП ADC0816 17, обеспечивающая восемь дифференциальных входов, реализуемых с использованием программного обеспечения. Все 16 каналов поделены на пары положительных и отрицательных входов. Управляющая логическая схема (или микропроцессор) подключает каждый канал дифференциальной пары, считывает оба результата преобразования, а затем производит их вычитание. Для выполнения одного дифференциального преобразования данный метод требует двух преобразований (по одному для каждого из двух входов). В результате эффективное время дифференциального

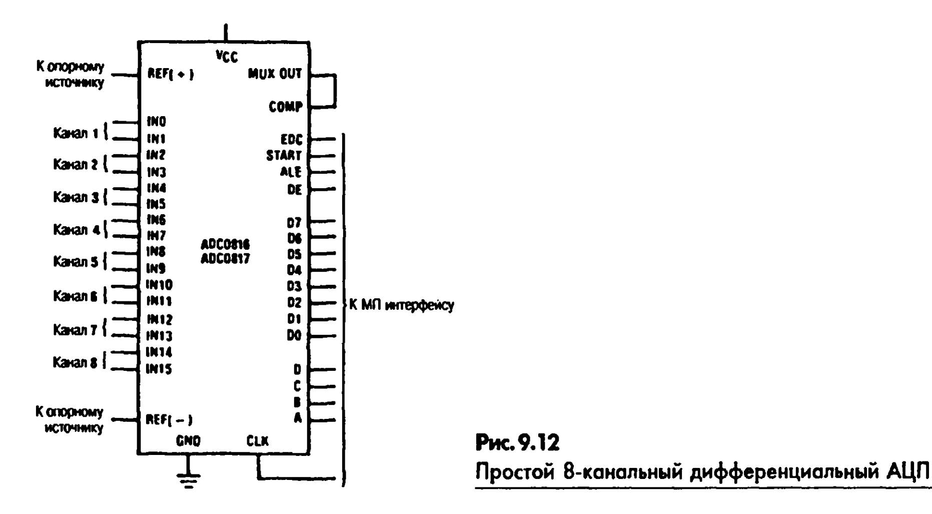


Рис. 9.12
Простой 8-канальный дифференциальный АЦП

преобразования в два раза больше времени преобразования одного канала, что немного превышает 200 мкс (при условии, что тактовая частота равна 640 кГц). Для получения точных результатов напряжения на дифференциальных входах должны быть стабильными во время проведения преобразований. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 597.)

9.3.9. Дифференциальный 16-канальный АЦП

На рис. 9.13 представлена схема подключения АЦП ADC0816/17, обеспечивающая работу АЦП с шестнадцатью дифференциальными входами. Она представляет собой модификацию схемы, приведенной на рис. 9.11. Изменена адресация CD4051, а между выходами мультиплексора и входом компаратора добавлен дифференциальный усилитель. Модифицирована логическая схема управления выборкой ИС CD4051; при этом реализуется аналоговое вычитание сигналов на соответствующих дифференциальных входах. Такая схема позволяет использовать только одно преобразование АЦП для каждого дифференциального входа. Выходы трех мультиплексоров подключены к дифференциальному усилителю, который составлен из двух инвертирующих усилителей, имеющих возможность подстройки усиления и входного смещения. Применение конфигурации сдвоенного ОУ, составленного из инвертирующих усилителей, позволяет значительно упростить процедуру подстройки и предъявляет менее строгие требования к подбору сопротивлений обратной связи по сравнению с использованием одного ОУ. Передаточная функция для показанного на схеме сдвоенного ОУ имеет вид:

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3}\left[U_1 - \left(\frac{R_5}{R_4}\right)U_2\right].$$

Промежуток времени между подключением канала и началом преобразования должен быть достаточным для того, чтобы аналоговый сигнал на входе компаратора достиг установившегося значения. При использовании ОУ типа LF353, приведенного на схеме, время задержки составляет около 5 мкс. Усиление

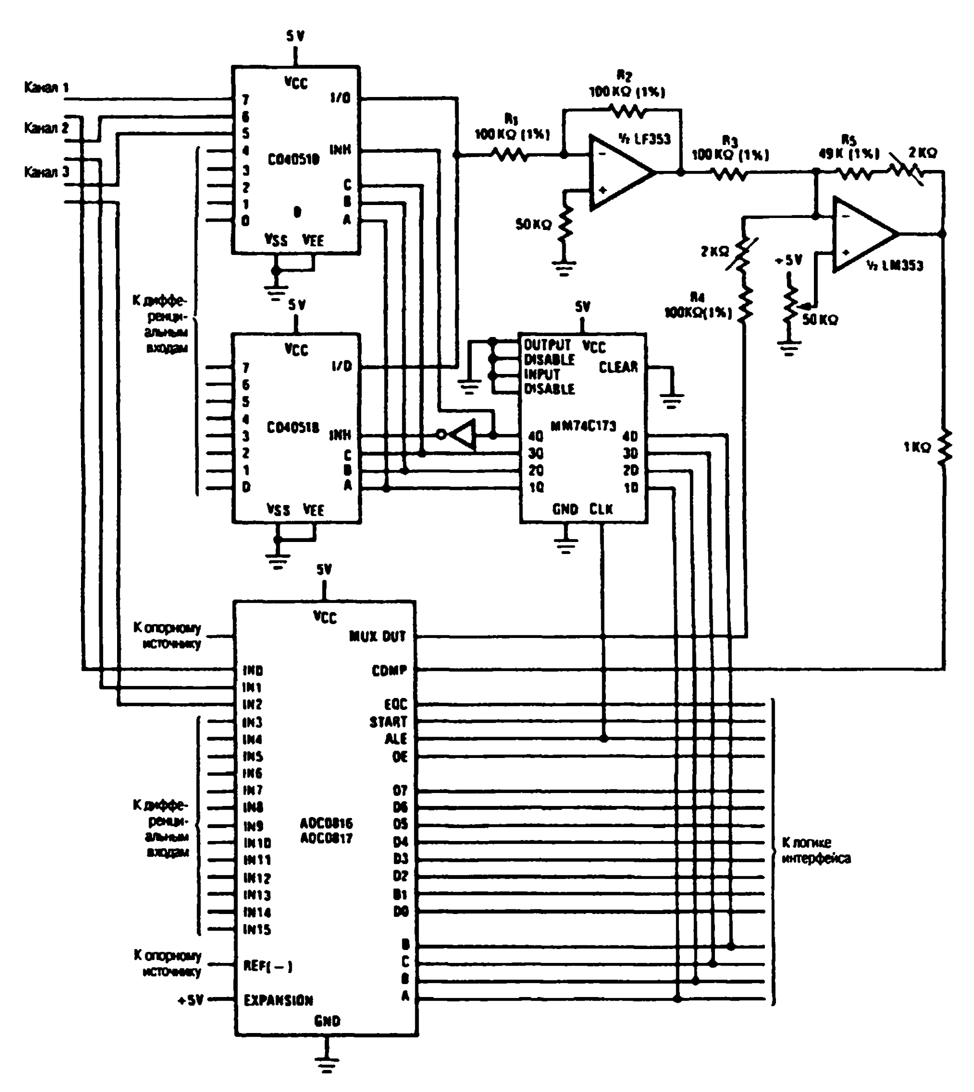


Рис. 9.13. Дифференциальный 16-канальный АЦП

и входное смещение ОУ подстраиваются для обеспечения считывания как нулевого, так и полномасштабного выходного цифрового сигнала в требуемом диапазоне входного аналогового сигнала. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, p. 598.)

9.3.10. Схемы буферизации

На рис. 9.14 и 9.15 приведены две стандартные схемы буферизации (промежуточного согласования диапазонов сигналов и импедансов) для АЦП. Возможны три основных диапазона уровней входного сигнала:

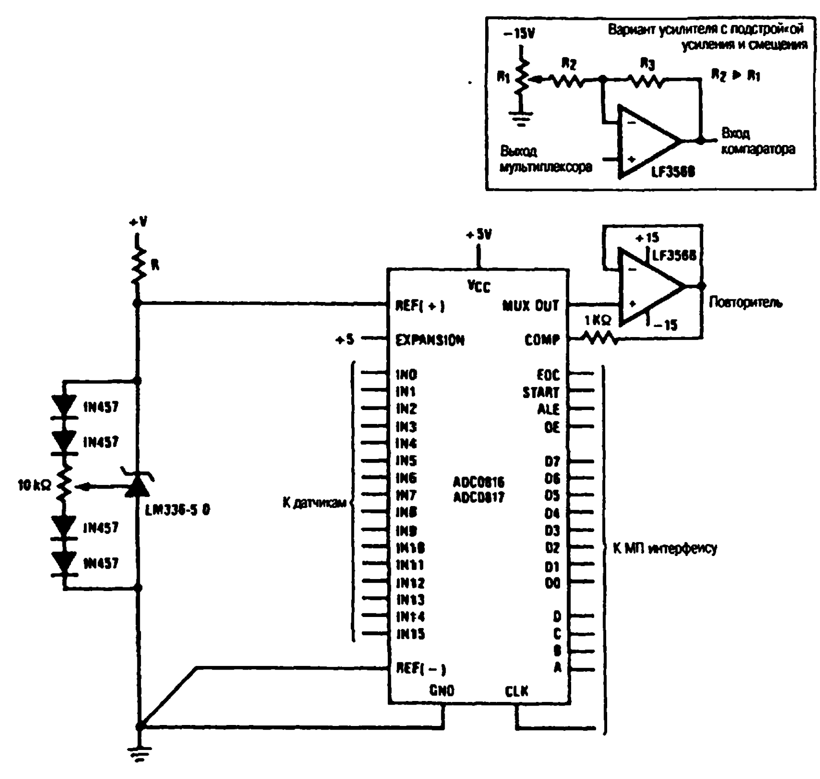


Рис. 9.14. Схема буферизации с ОУ

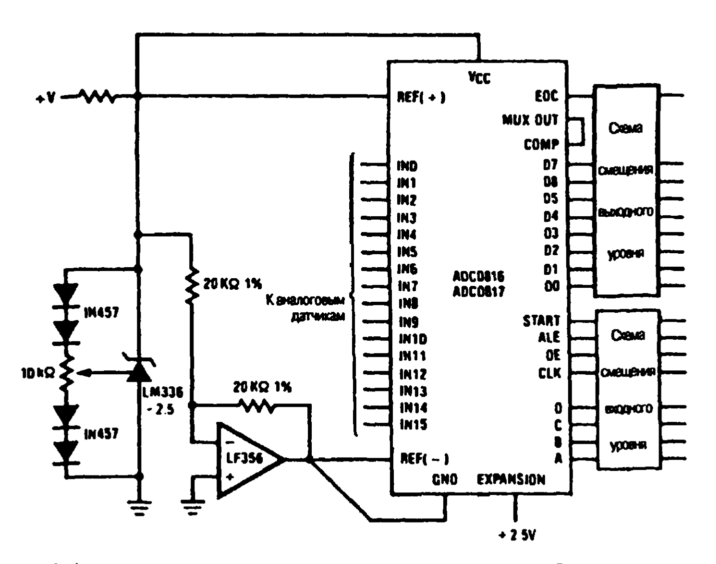


Рис. 9.15. Схема буферизации для диапазона входных напряжений ±2,5 В

- значение сигналов превышает значение V_{CC} либо ниже потенциала «земли»;
- диапазон не выходит за пределы V_{CC} и потенциала «земли», но отличается от диапазона напряжений опорного источника;
- диапазон соответствует диапазону напряжений опорного источника.

Для каждого из трех случаев требуется своя схема буферизации. Для последнего буферизация, как правило, не требуется, за исключением ситуации, когда импеданс источника входных сигналов имеет очень высокое значение. Тогда между выходом мультиплексора и входом компаратора можно добавить буферный каскад (см. рис. 9.14). ОУ с высоким входным и низким выходным импедансами снижает входные токи мультиплексора.

Если диапазон входного сигнала находится в пределах напряжения источника питания, но отличается от диапазона напряжений опорного источника (или диапазон напряжений опорного источника не может быть установлен в соответствии с диапазоном входного сигнала), вместо буферного каскада с единичным усилением используют другой операционный усилитель. Этот ОУ позволяет управлять как усилением, так и смещением сигналов и, следовательно, получить полномасштабный диапазон входного напряжения, соответствующий опорному.

Когда входной сигнал превышает V_{CC} либо ниже потенциала «земли», уровень входного сигнала должен быть смещен, прежде чем он поступит на мультиплексор. Однако такое смещение уровня имеет ограничение, если диапазон входного напряжения укладывается в 5 В, но отличается от напряжения источника питания менее чем на 0,5 В. В этом случае уровень источника питания входной ИС может быть смещен к уровню входного сигнала, а уровень цифрового выходного сигнала – к уровню системного источника питания 5 В. Типичный пример смещения уровней сигналов и буферизации – когда входной биполярный сигнал изменяется от –2,5 до +2,5 В. Если у АЦП есть собственные источники питания и опорного напряжения (см. рис. 9.15), то уровни выходных логических сигналов ±2,5 В могут быть сдвинуты к значениям логического уровня 0 и 5 В. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 599.)

9.3.11. АЦП с микропроцессорным управлением усиления

На рис. 9.16 представлена схема включения АЦП ADC0816/17, в которой микропроцессор дистанционно управляет величиной коэффициента усиления входного сигнала. В цепи обратной связи простого неинвертирующего ОУ установлен аналоговый мультиплексор CD4051. Управление усилением ОУ осуществляется при выборе одного из аналоговых переключателей ИС CD4051. Таким образом производится подключение либо отключение одного из резисторов обратной связи. При различных величинах сопротивления резисторов R2N можно получить разные значения коэффициента усиления. Коэффициент усиления A_V определяется следующим выражением: $A_V = 1 + (R_{2N} / R_1)$. Микропроцессор (или логическая управляющая схема) задает коэффициент усиления, записывая адрес канала в 4-разрядный регистр MM74C173. Выходной сигнал ОУ LF356B не должен превышать напряжения источника питания. Следовательно, необходимый коэффициент усиления ОУ должен устанавливаться перед каждым подключением нового канала.

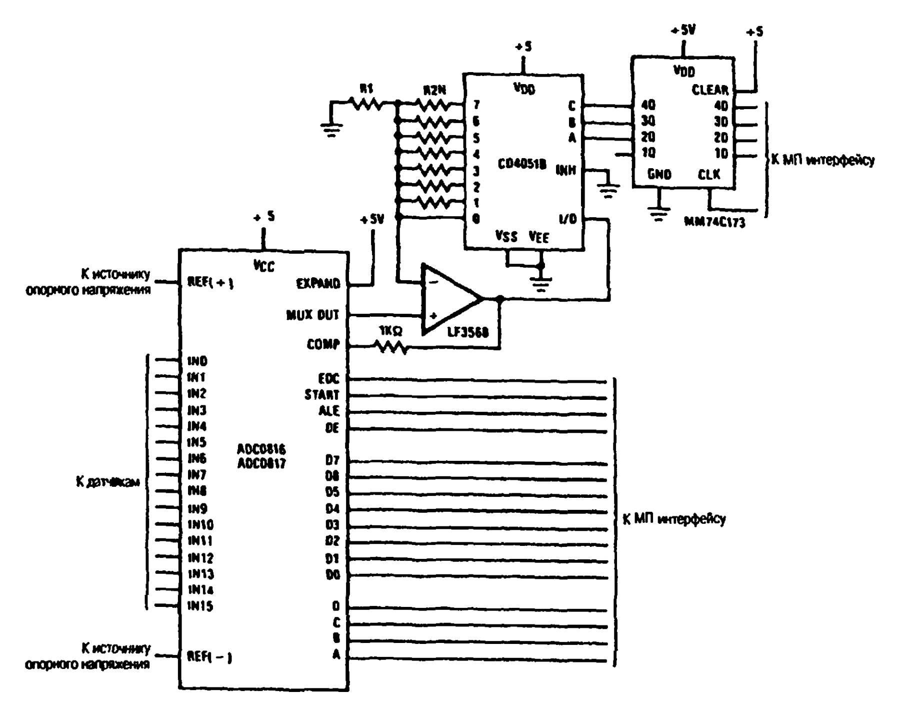


Рис. 9.16. АЦП с микропроцессорным управлением усиления

Резистор с сопротивлением 1 кОм на выходе LF356B позволяет защитить вход компаратора от случайных перенапряжений (либо снижения напряжения). Два обратно смещенных диода на входе V_{CC} и «земли» (типа 1N914, либо диоды Шоттки) обеспечивают дополнительную защиту. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 602.)

9.3.12. АЦП с выборкой и хранением

На рис. 9.17 и 9.18 приведены схемы включения АЦП ADC0816/0817, реализующие функцию выборки и хранения (эта операция – единственная из основных для системы сбора данных, которая не включена в набор функций АЦП указанного типа). При большой скорости смены входных сигналов применяется быстрый захват сигнала и его удержание (хранение), пока АЦП не преобразует его в цифровую форму. Эти операции можно осуществить введением устройства выборки и хранения между выходом мультиплексора и входом компаратора. В простейшем виде выход мультиплексора соединяется с входом компаратора и с конденсатором, подключенным к «земле». Вывод расширения управления в этом варианте используется как вход управления выборкой. Когда на выводе EXPAND высокий уровень сигнала, один из ключей включен и напряжение на конденсаторе соответствует входному. Когда же на этом выводе низкий уровень сигнала, все ключевые элементы выключены, а на конденсаторе сохраняется прежнее значение

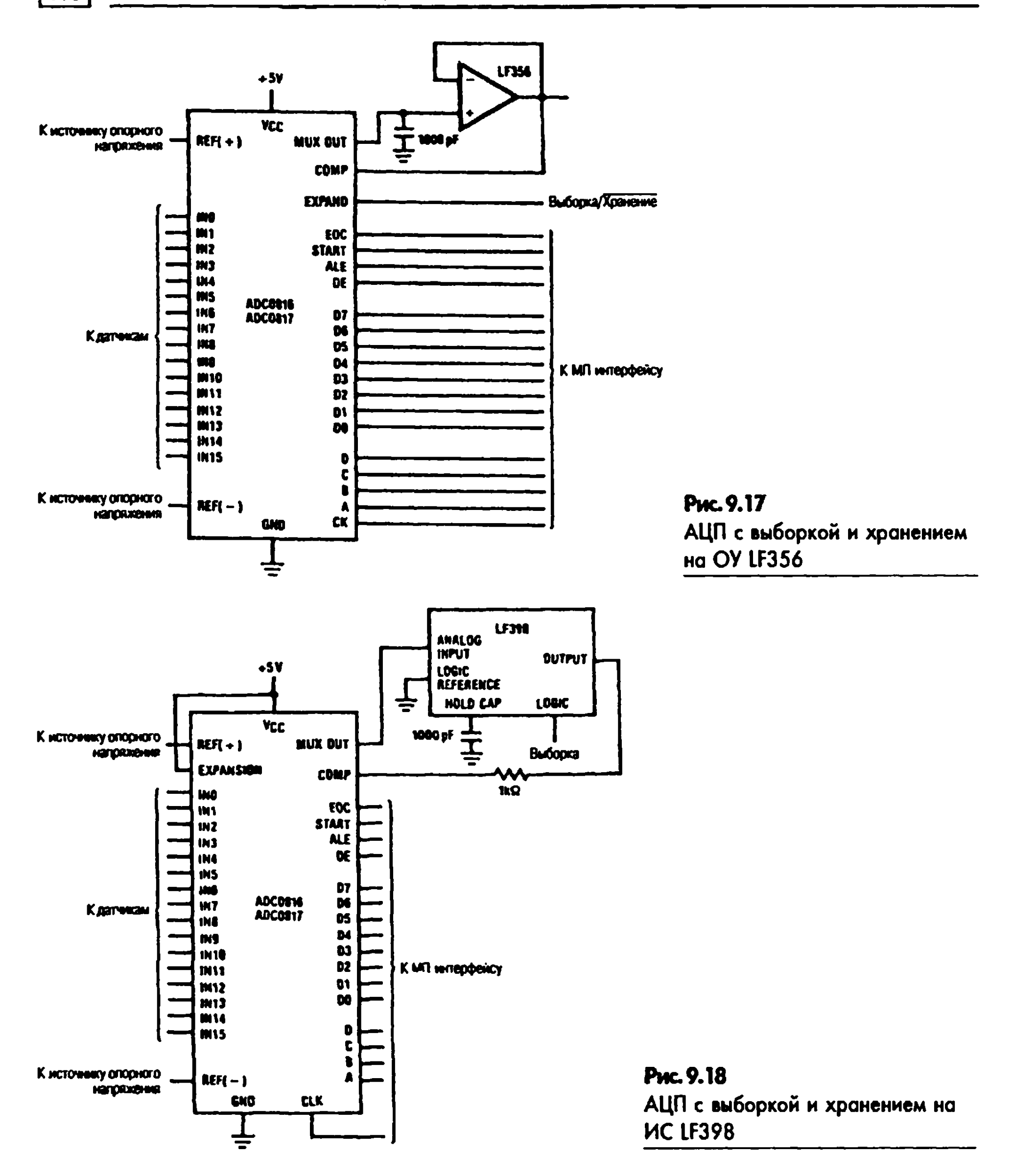


Рис. 9.17
АЦП с выборкой и хранением на ОУ LF356

Рис. 9.18
АЦП с выборкой и хранением на ИС LF398

напряжения. К сожалению, это простое решение приводит к большим погрешностям.

Входной ток компаратора составляет около 2 мкА (в худшем случае – при тактовой частоте 640 кГц). Снижение напряжения (скорость разряда) для конденсатора емкостью 1000 пФ составляет около 2000 В/с (или 0,2 В за время однократного преобразования). Такая величина недопустима с точки зрения погрешности преобразования. При использовании конденсатора емкостью 0,01 мкФ разряд составляет порядка 20 мВ, что более приемлемо. Однако время выборки будет

составлять около 100 мкс, что сравнимо с временем преобразования. Схема, представленная на рис. 9.17, устраняет проблему, связанную с погрешностью из-за высокого значения тока утечки на входе компаратора. При включении буферного каскада LF356 между выходом мультиплексора и входом компаратора ток утечки удается снизить с 2 мкА до примерно 100 пА. Снижение напряжения за время одного преобразования составит менее 1,0 мкВ (при использовании конденсатора емкостью 1000 пФ, показанного на схеме), а время выборки – порядка 20 мкс (вместо 100 мкс). В схеме, приведенной на рис. 9.18, ИС выборки и хранения LF398 изолирует конденсатор как от выводов мультиплексора, так и от выводов компаратора. Время выборки для LF398 составляет, как правило, около 4 мкс (при точности до 1%), а разряд конденсатора – порядка 20 мкВ за время одного преобразования. Так как у ИС LF398 имеется собственный вход выборки и хранения, то вывод расширения управления АЦП освобождается для использования в нормальном режиме. В схеме хранения рекомендуется использовать конденсатор с минимальными диэлектрическими потерями (с полипропиленовой или полистироловой изоляцией). (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, р. 604.)

9.3.13. Организация интерфейса АЦП/МП

На рис. 9.19 и 9.20 приведены рабочие алгоритмы интерфейса АЦП/МП для режима управления прерываниями и режима ввода/вывода. Каждый из этих алгоритмов

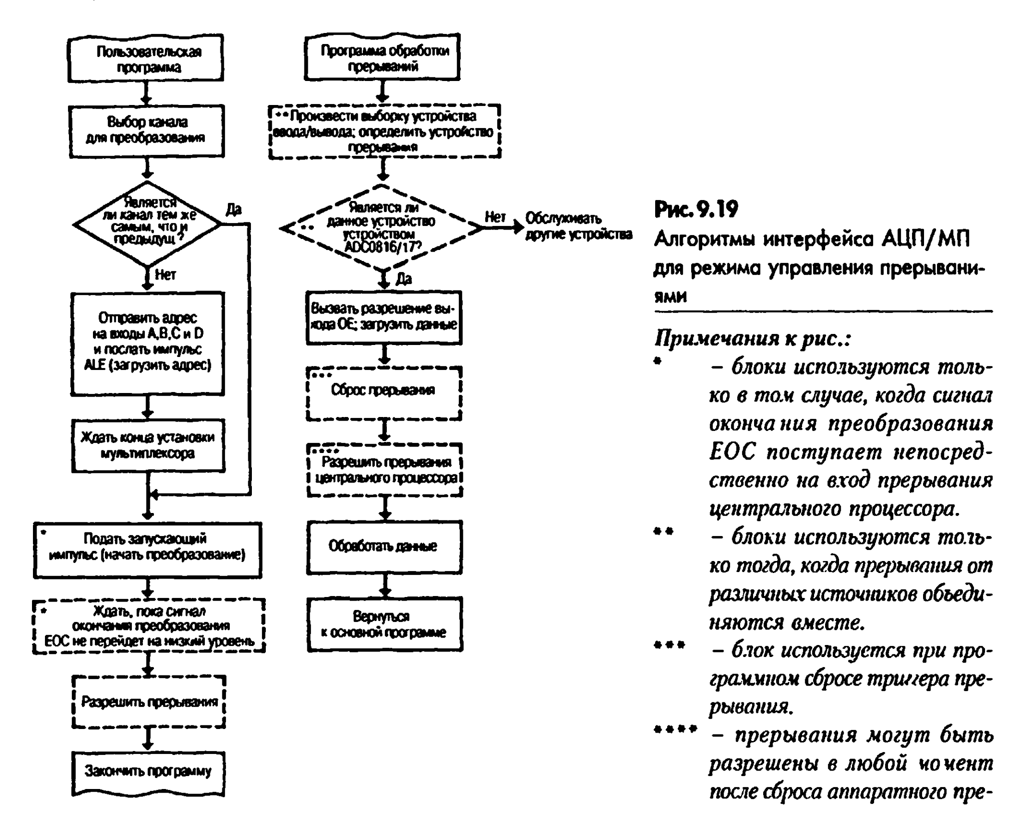


Рис. 9.19
Алгоритмы интерфейса АЦП/МП для режима управления прерываниями

Примечания к рис.:

* – *блоки используются только в том случае, когда сигнал окончания преобразования EOC поступает непосредственно на вход прерывания центрального процессора.*

** – *блоки используются только тогда, когда прерывания от различных источников объединяются вместе.*

*** – *блок используется при программном сбросе триггера прерывания.*

**** – *прерывания могут быть разрешены в любой момент после сброса аппаратного пре-*

может использоваться с АЦП ADC0816/17, но процедура ввода/вывода обычно требует подключения дополнительных внешних компонентов. В режиме ввода/вывода микропроцессор (или центральный процессор) периодически обращается к АЦП, который воспринимается как порт ввода/вывода по отношению к центральному процессору. В режиме управления прерываниями АЦП может прерывать работу микропроцессора аналогично устройству памяти. С точки зрения разработчика системы, главное – обеспечить прием микропроцессором сигнала окончания преобразования от АЦП (EOC, см. рис. 9.4). Хотя реальная организация циклов считывания и записи микропроцессоров различна, большинство из них выдает выходные сигналы адресов и данных (во время записи) на системные шины. Спустя некоторое время активизируется либо считывающий, либо записывающий строб определенной длительности. Управляющая логическая схема интерфейса должна определить состояние шин адреса данных и инициировать дальнейшие действия. Для АЦП ADC0816/17 эти действия должны предусматривать следующее:

1. Загрузить адрес канала.
2. Начать процесс преобразования.
3. Зафиксировать окончание преобразования (выделить сигнал EOC).
4. Считать результирующие данные.

Перечисленные функции выполняются путем декодирования стробов чтения/записи, адресов и данных. После декодирования формируются сигналы разрешения считывания адреса (ALE) и запуска (START), затем фиксируется появление импульса окончания преобразования (EOC) и, наконец, считываются данные. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 605.)

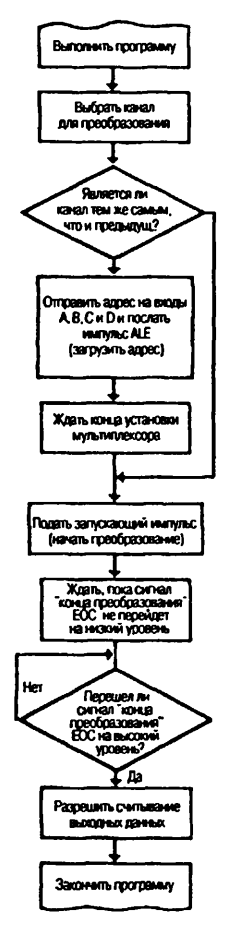


Рис. 9.20. Алгоритмы интерфейса АЦП/микропроцессор для режима ввода/вывода

9.3.14. Упрощенный интерфейс с МП 8080

На рис. 9.21 представлена схема организации интерфейса между АЦП ADC0816/17 и классическим микропроцессором типа 8080 (INS8080/8224/8228). Приведенный пример согласования довольно прост, так как центральный процессор INS8080 имеет в режиме ввода/вывода (I/O) отдельные стробы считывания (I/OR) и записи (I/OW), то есть отдельную адресацию ввода/вывода. В результате в этой системе интерфейса либо совсем не требуется дешифрирование адреса, либо оно минимально. Две схемы ИЛИ-НЕ используются для управления стробами ввода/вывода (I/O) при помощи старшего адресного бита A7. (Микропроцессор INS8080 имеет 8-разрядный адрес порта, что обеспечивает максимум четыре порта ввода/вывода, если входы A – D подключены к адресной шине.) Триггер MM74C74

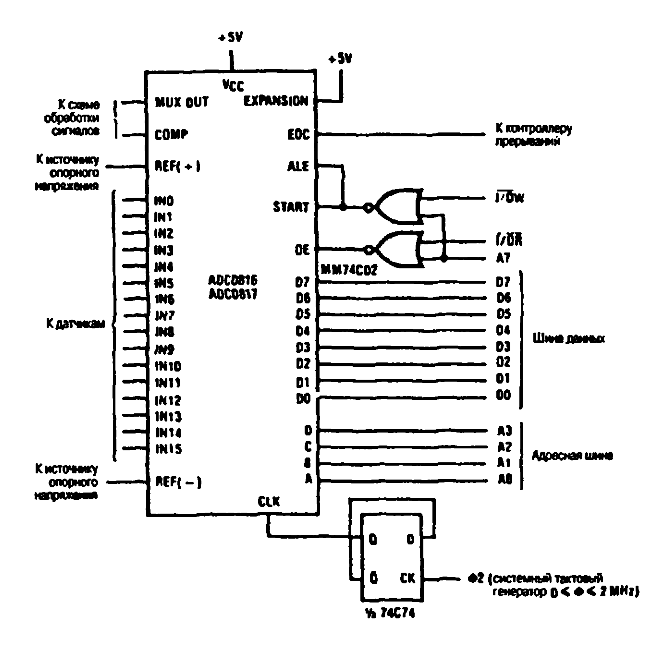


Рис. 9.21. Упрощенный интерфейс с МП 8080

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы (резисторы смещения).

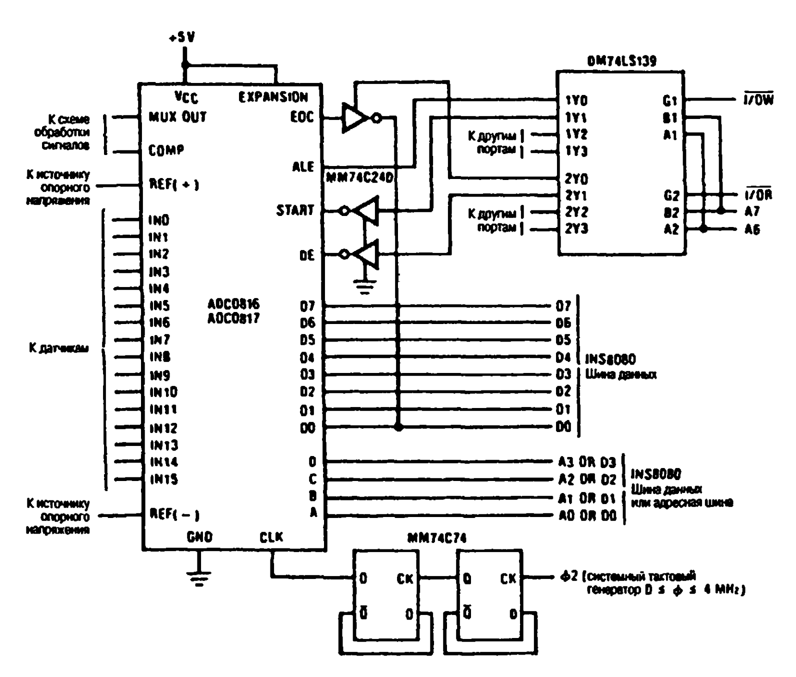


Рис. 9.22. Интерфейс с МП 8080 с частичным дешифрированием

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.

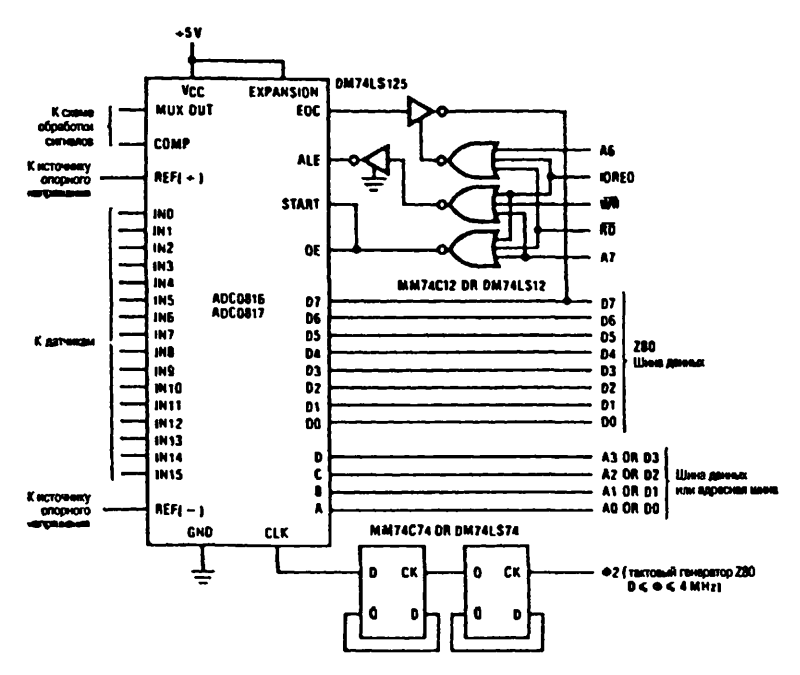


Рис. 9.23. Упрощенный интерфейс с МП Z80

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.

используется в качестве делителя частоты тактовых импульсов на два (для получения тактовой частоты преобразования 1 МГц). Если частота системного тактового генератора равна или меньше 1 МГц, этот триггер может быть исключен. Как правило, типовая программа, обеспечивающая работу АЦП для схемы, приведенной на рис. 9.21, сначала записывает адрес канала (A7) в качестве стартового сигнала. Для установки входа компаратора в рабочее состояние на АЦП посылается второй запускающий импульс. После этого центральный процессор может выполнять другие программные сегменты до тех пор, пока его работа не будет прервана сигналом окончания преобразования (высокий уровень на линии EOC). В зависимости от структуры прерывания управление передается программе обработки прерываний, которая считывает данные преобразователя. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 606.)

9.3.15. Интерфейс с МП 8080 с частичным дешифрированием

На рис. 9.22 приведена схема включения АЦП ADC0816/17 совместно с двойным дешифратором DM74LS139, образующая интерфейс 8080 с частичным дешифрированием. Одна половина дешифратора DM74LS139 использована для формирования импульсов считывания, другая – для импульсов записи. Сигналы Start (Запуск) и OE (Разрешение выхода) инвертированы для обеспечения правильной полярности импульсов. В этом варианте интерфейса дешифрируются разряды A6

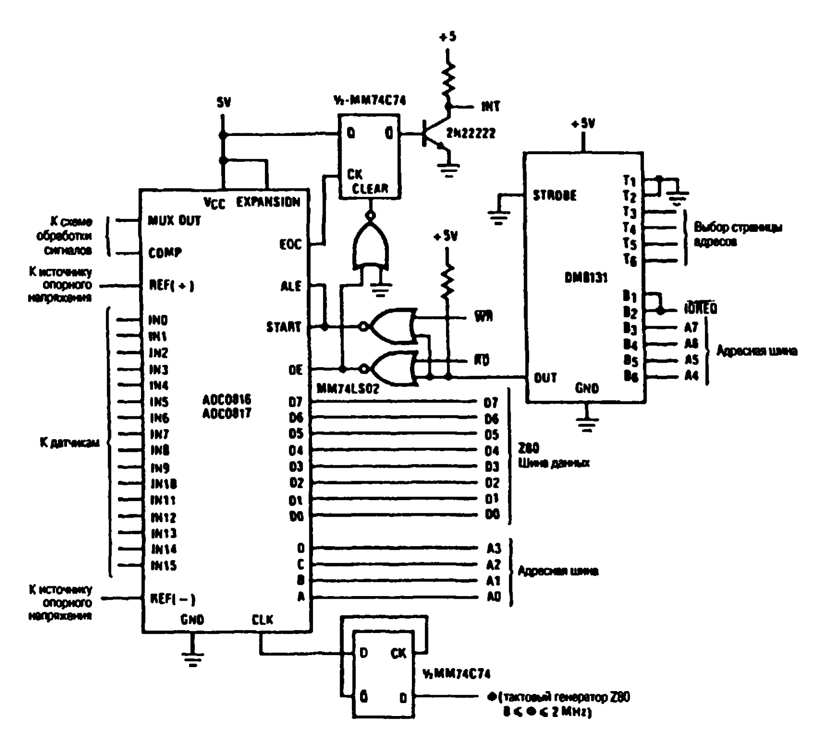


Рис. 9.24. Интерфейс с МП Z80 с дешифрированием

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.

и A7, что обеспечивает большие возможности ввода/вывода по сравнению со схемой, представленной на рис. 9.21. В схеме на рис. 9.22 реализована простая процедура ввода/вывода в режиме опроса. По сигналу считывания от INS8080 выход EOC (Окончание преобразования) подключается к шине данных с помощью инвертора с тремя состояниями.

9.3.16. Упрощенный интерфейс с МП Z80

На рис. 9.23 приведена схема включения АЦП ADC0816/17, реализующая простой интерфейс с классическими микропроцессорами типа Z80. Хотя архитектура микропроцессора Z80 сходна с архитектурой INS8080, он использует несколько иные линии управления для осуществления чтения и записи в режиме ввода/вывода. Для стробирования команд ввода/вывода также применяются логические схемы ИЛИ-НЕ. Однако микропроцессор Z80 имеет считывающие (RD) и записывающие (WR) стробы, которые должны комбинироваться с сигналом запроса на ввод/вывод (IOREQ). Вывод Start подключен к выводу OE. Это запускает новый процесс преобразования всякий раз, когда разряды данных считаны. (Такая конфигурация может оказаться полезной, если преобразователь должен постоянно перезапускаться после завершения цикла предыдущего преобразования.) Адресный

разряд A6 используется для управления стробом, при помощи которого сигнал окончания преобразования (EOC) поступает на шину данных для считывания центральным процессором. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 607.)

9.3.17. Интерфейс с МП Z80 с дешифрированием

На рис. 9.24 приведена схема включения АЦП ADC0816/17, позволяющая дешифрировать адресные разряды интерфейса микропроцессора Z80. Шестиразрядный цифровой компаратор используется для дешифрирования сигналов на шинах с A4 по A7 и IOREQ. С помощью двух логических схем ИЛИ-НЕ осуществляется управление входами ALE/START (Разрешение считывания адреса/Запуск) и OE (Разрешение выхода). Работа этой схемы аналогична представленной на рис. 9.23. Отличие заключается в том, что DM8131 обеспечивает более полное дешифрирование. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 608.)

9.3.18. Интерфейс с МП NSC800 с частичным дешифрированием

На рис. 9.25 приведена схема включения АЦП ADC0816/17, реализующая интерфейс МП NSC800 с частичным дешифрированием. Этот интерфейс аналогичен интерфейсу МП 8080, хотя их временные характеристики существенно различаются. NSC800 устанавливает восемь младших адресных разрядов на шину адреса/данных в начале каждого цикла. При выборке из памяти разряды

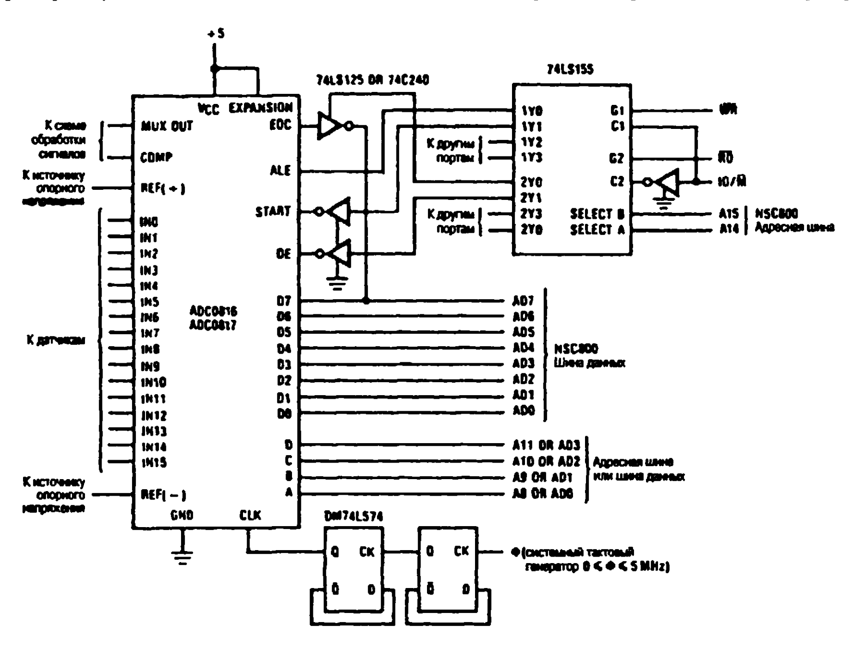


Рис. 9.25. Интерфейс с МП NSC800 с частичным дешифрированием

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.

с A0 по A7 должны быть считаны в начале цикла считывания или записи. При обращении к режиму ввода/вывода (I/O) NSC800 дублирует восьмиразрядный адрес на адресные шины A8 – A15. Запоминание необязательно, так как эти шины не мультиплексируются. Для формирования стробов считывания и записи используются сигналы с линий RD (считывание) и WR (запись) и сигнал IO/M. Сдвоенный 2-4-дешифратор дешифрирует разряды A15 и A14, причем A14 разблокируется стробами записи-чтения. Инверторы с тремя состояниями используются для дешифрирования так же, как на рис. 9.22. Применение двойных импульсов не требуется, так как сигналы START (Запуск) и ALE (Разрешение считывания адреса) подаются раздельно. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, р. 608.)

9.3.19. Упрощенный интерфейс с МП NSC800

На рис. 9.26 приведена схема включения АЦП ADC0816/17, в которой используется упрощенный (минимальный) вариант интерфейса МП NSC800. Здесь применяется логическая схема ИЛИ-НЕ (аналогичная использованной в схеме на рис. 9.21, но с другими сигналами управления). Когда сигнал окончания преобразования (EOC) переходит на высокий уровень, срабатывает триггер (MM74C74) и выход INTR переходит в состояние низкого логического уровня. При подтверждении

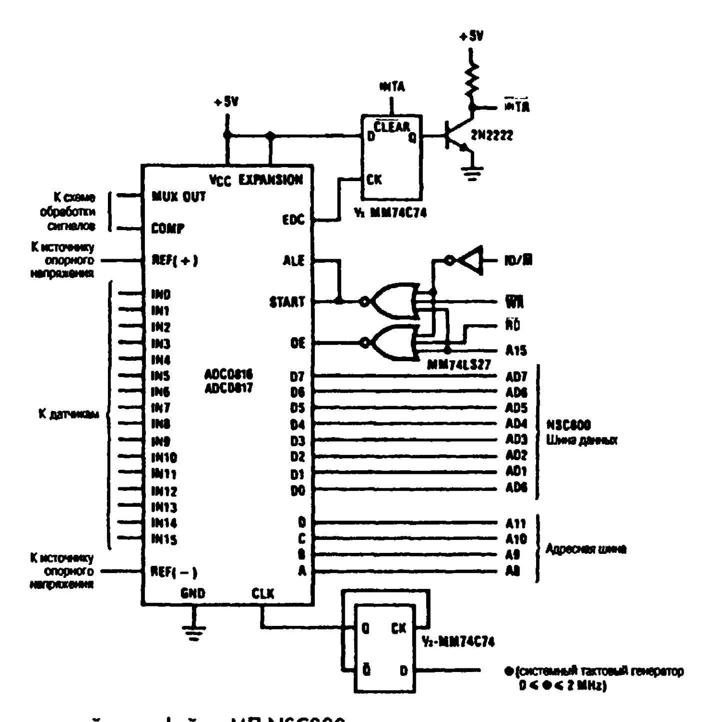


Рис. 9.26. Упрощенный интерфейс с МП NSC800

Примечание к рис. *Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.*

от NSC800 приема прерывания переводом INTA на низкий уровень триггер сбрасывается. Если одновременно происходят несколько прерываний, то INTA должен стробироваться сигналом окончания преобразования (EOC), либо должен использоваться иной сигнал управления, а не INTA. Это требование вызвано тем, что NSC800 может принять другое прерывание и сбросить прерывание от АЦП до того, как результат преобразования будет зафиксирован. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 609.)

9.3.20. Упрощенный интерфейс с МП 6800

На рис. 9.27 приведена схема включения АЦП ADC0816/17, в которой используется упрощенный (минимальный) вариант интерфейса МП 6800. В схеме применен цифровой компаратор DM8131 для частичного дешифрирования адресных разрядов A12 – A15 с использованием двухфазного тактирования и сигнала VMA (адреса ячейки памяти). Таким образом обеспечивается получение импульса дешифрирования адреса для двух логических схем ИЛИ-НЕ, которые, в свою очередь, формируют импульс START/ALE и сигнал OE. Сигнал окончания преобразования (EOC) подается в качестве сигнала прерывания (IREQ) через инвертор и используется только в системах с одиночным прерыванием, так как у 6800 нет возможности сбросить прерывания (за исключением начала нового цикла преобразования). Так как сигнал EOC непосредственно связан с входом прерывания,

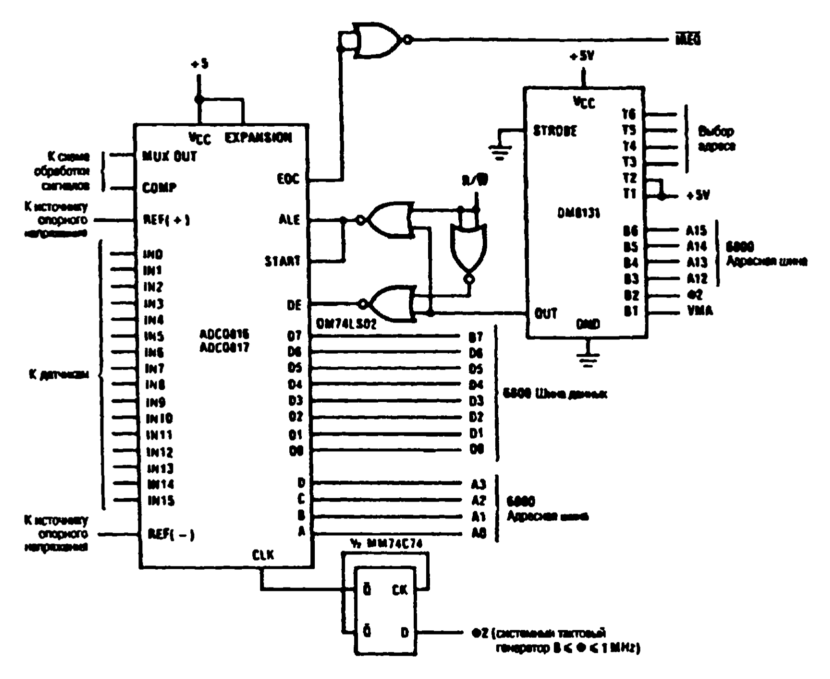


Рис. 9.27. Упрощенный интерфейс с МП

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.

управляющая программа не должна повторно разрешать прерывание в течение восьми тактов синхросигнала АЦП после подачи запускающего импульса (START), то есть пока выход EOC находится в состоянии низкого логического уровня. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 610.)

9.3.21. Интерфейс с МП 6800 с частичным дешифрированием

На рис. 9.28 приведена схема включения АЦП ADC0816/17, в которой используется интерфейс МП 6800 с частичным дешифрированием адресных разрядов. Он имеет больше стробов порта ввода/вывода по сравнению со схемой, представленной на рис. 9.27. Для дешифрирования адресов применяются логическая схема И-НЕ и инвертор, а также сигналы VMA и двухфазного тактирования. Формат 16-разрядных двоичных адресных слов для управления АЦП выглядит так:

11110XXXXXAABBBB,

где X не имеет значения;

AA (A4, A5) равны 00 при выдаче сигнала ALE или считывании сигнала сброса IREQ/EOC;

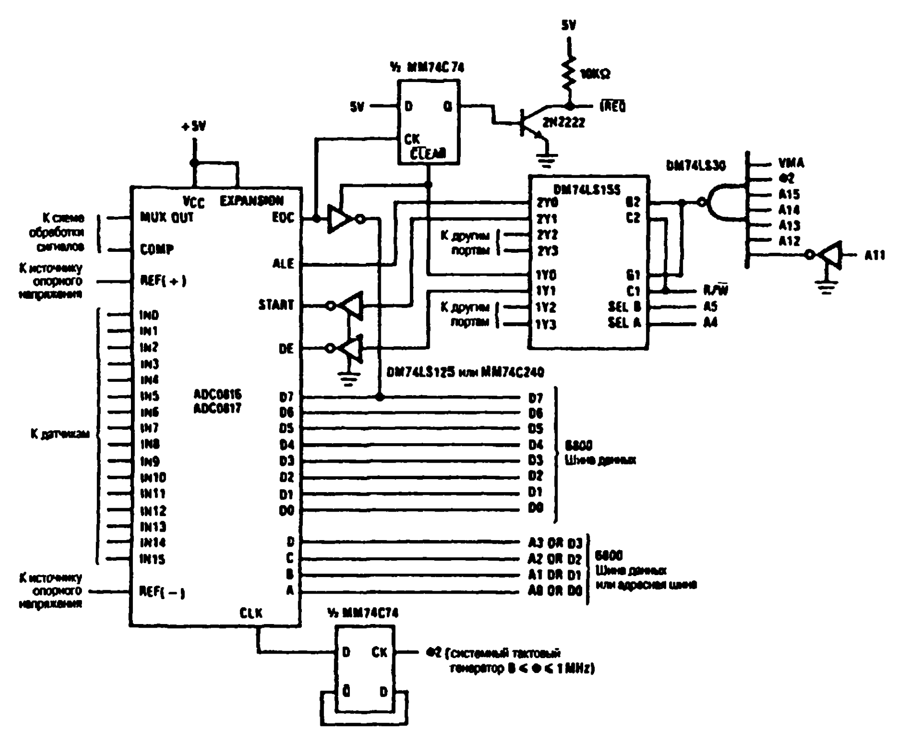


Рис. 9.28. Интерфейс с МП 6800 с частичным дешифрированием

Примечание к рис. Для улучшения совместимости с ТТЛ схемами к КМОП входам могут быть подключены подтягивающие резисторы.

АА (А4, А5) равны 01 при выдаче сигнала START или считывании данных; ВВВВ (А0 –А3) – адрес выбранного канала АЦП, если А – D подключены к адресной шине и получен сигнал ALE.

Для формирования этих стробов использован сдвоенный 2-4-дешифратор. Инверторы необходимы для создания требуемых логических уровней. МП 6800 поддерживает только структуру прерываний с проводным ИЛИ. Если в системе возможно поступление сигналов прерывания от различных устройств, то при получении такого сигнала стандартная программа управления прерываниями должна определить,

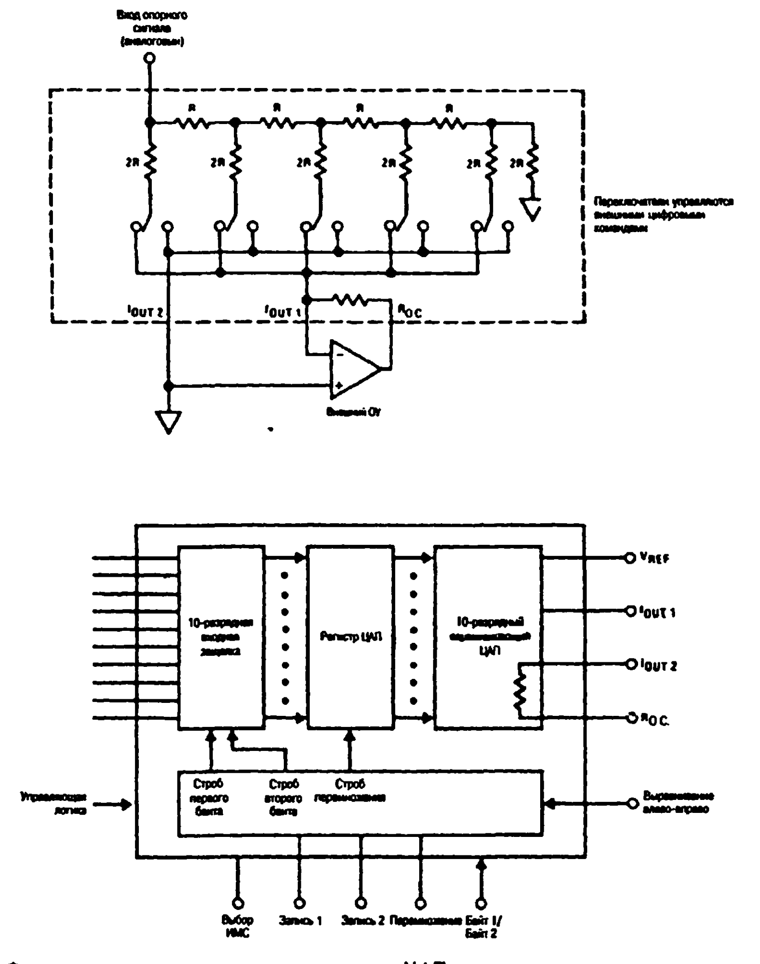


Рис. 9.29. Функциональная схема перемножающего ЦАП

Примечание к рис. Приведена упрощенная функциональная схема КМОП ЦАП DAC1020 для пяти старших разрядов. КМОП ЦАП других типов аналогичны по принципу действия, но содержат встроенные логические схемы, позволяющие упростить интерфейс с базовыми микропроцессорными системами. Типичный пример – ЦАП DAC1000

какое из устройств его вызвало, и обслужить именно это устройство. Для выполнения таких действий сигнал EOC выведен на шину данных и может контролироваться центральным процессором. (См. «National Semiconductor», Application Note 258, 1994, p. 610.)

9.3.22. Перемножающие ЦАП

На рис. 9.29 представлена функциональная схема перемножающего ЦАП. Так как четырехквадрантные ЦАП позволяют цифровому слову воздействовать на аналоговый вход (и наоборот), выходной сигнал может отображать сложную функцию. Перемножающие КМОП ЦАП позволяют подавать переменные биполярные аналоговые сигналы на опорный вход. (См. «National Semiconductor», Application Note 269, 1994, p. 659.)

9.3.23. Генератор синусоидальных сигналов с цифровым управлением

На рис. 9.30 приведена схема генератора сигналов синусоидальной формы с изменяемой частотой на базе ЦАП DAC1020. При цифровом управлении схема может генерировать сигналы с частотой до 30 кГц. Линейность частоты выходного сигнала

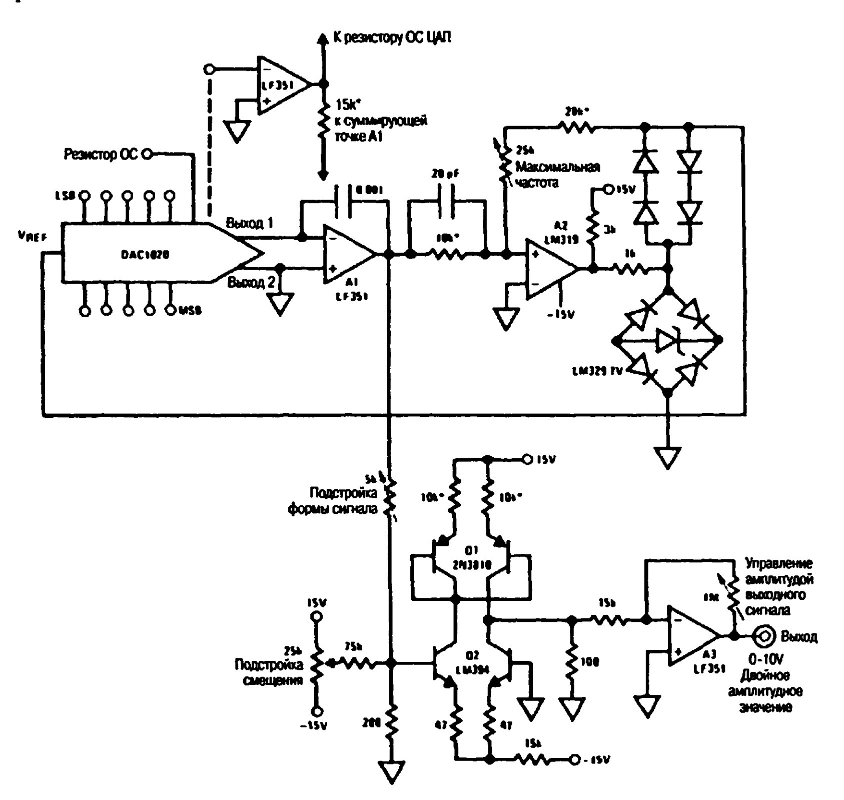


Рис. 9.30. Генератор сигналов синусоидальной формы с изменяемой частотой

*Примечание к рис. В схеме применяются диоды типа 1N4148. * – 1% пленочный резистор*

относительно входного цифрового кода не хуже 0,1% для каждой из 1024 дискретных выходных частот. Для настройки схемы необходимо установить все цифровые входы ЦАП в состояние высокого логического уровня и подстроить потенциометром 25 кОм выходной сигнал на частоту 30 кГц (настройку частоты нужно контролировать частотомером). Затем следует подключить анализатор искажений к выходу схемы и минимизировать искажения потенциометрами 5 и 75 кОм. И наконец, с помощью переменного резистора 1 МОм нужно установить необходимый уровень выходного сигнала. Схема обеспечивает быстрое переключение выходной частоты – см. рис. 9.31.

Отметим, что частота выходного сигнала изменяется практически мгновенно (без нежелательных задержек) более чем на порядок в соответствии с цифровыми командами (верхний сигнал на рис. 9.31). При работе схемы в широком температурном диапазоне изменение сопротивления внутренней многозвенной резистивной «лестницы» ЦАП может вызвать погрешность, которая компенсируется реверсированием входов усилителя А2 и введением дополнительного усилителя (показан пунктирной линией на рис. 9.30) между ЦАП и А1. Так как этот усилитель использует внутренний резистор обратной связи ЦАП (см. рис. 9.29), температурная погрешность резистивной «лестницы» будет компенсирована, что приведет к более стабильной работе схемы. (См. «National Semiconductor», Application Note 269, 1994, p. 660.)

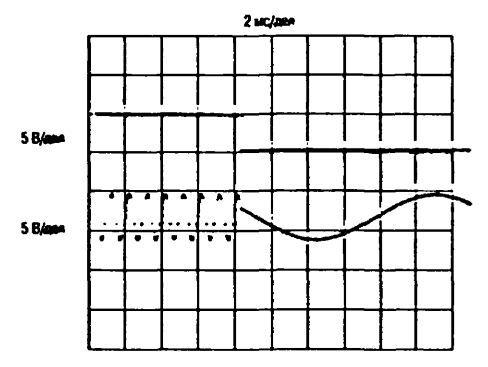


Рис. 9.31
Осциллограмма сигналов генератора

9.3.24. Цифровой потенциометр

На рис. 9.32 приведена схема цифрового потенциометра на базе ЦАП DAC0830. В этой схеме входное цифровое слово умножается на приложенное опорное напряжение. Результирующее выходное напряжение представляет собой полученное произведение, нормализованное с точностью определяемой ЦАП. ОУ преобразует выходной ток ЦАП в напряжение с использованием резистора обратной связи 15 кОм, находящегося внутри ЦАП. Для сохранения линейности выходного сигнала напряжение на двух выходных токовых выводах должно быть как можно ближе к нулю. Поэтому необходимо, чтобы напряжение смещения на входе ОУ было нулевым. Степень нелинейности определяется соотношением V_{OS} и V_{REF}. При использовании цифрового потенциометра для регулировки переменного сигнала (например, в аудиотехнике) во всем диапазоне приложенного опорного напряжения (даже при его переходе через нулевое значение) линейность ЦАП

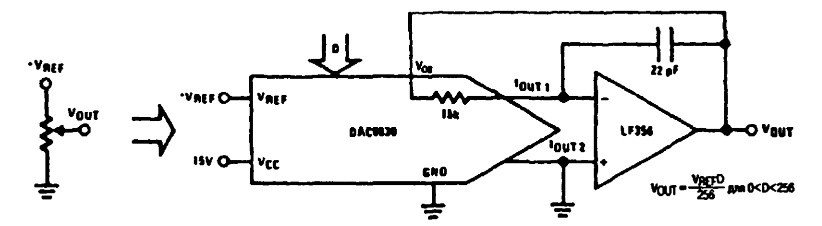


Рис. 9.32. Цифровой потенциометр

позволяет снизить искажения синусоидального сигнала амплитудой 10 В до 0,004%. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 665.)

9.3.25. Цифровой потенциометр с комбинированным усилителем

На рис. 9.33 приведена схема цифрового потенциометра на базе ЦАП DAC1208 с улучшенными характеристиками по сравнению с устройством, рассмотренным выше. Схема на рис. 9.33 сочетает прекрасные входные характеристики по постоянному току классического LM11 с высоким быстродействием LF 351. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 665.)

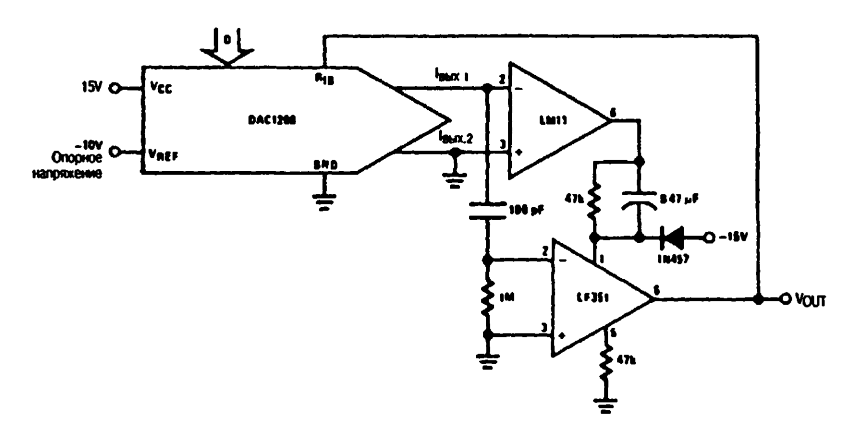


Рис. 9.33. Цифровой потенциометр с комбинированным усилителем

Примечание к рис. Время установления выходного напряжения равняется примерно 8 мкс при переходе от нулевого к максимальному значению.

9.3.26. ЦАП со смещенным уровнем выходного сигнала

На рис. 9.34 приведена схема включения ЦАП DAC1208 со смещенным уровнем выходного сигнала. Смещение достигается прибавлением фиксированного значения тока к выходному току ЦАП, формирующему выходное напряжение операционного усилителя. Приложенное опорное напряжение служит в качестве постоянной части выходного напряжения и добавляется к переменной части выходного напряжения, зависящего от заданного цифрового кода. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 665.)

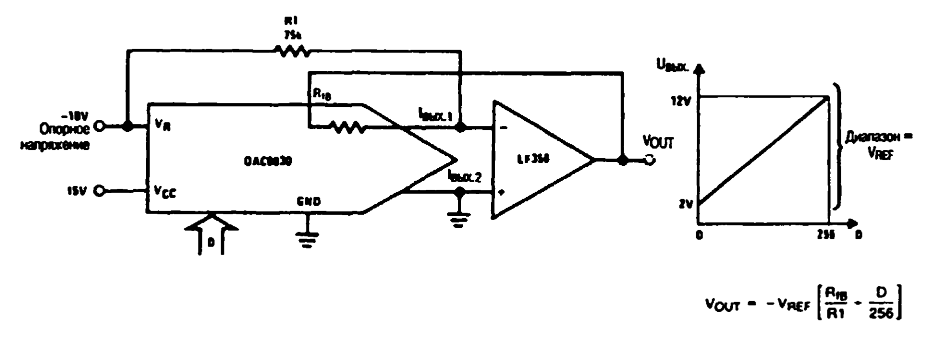


Рис. 9.34. ЦАП со смещенным уровнем выходного сигнала

9.3.27. Использование ЦАП с одним источником питания

На рис. 9.35 приведена схема включения ЦАП DAC1000, позволяющая работать от одного источника питания. Многозвенная резистивная «лестница» типа R-2R может быть использована в качестве схемы, переключающей напряжение с целью предотвратить инверсию выходного напряжения, которая довольно часто наблюдается в режиме переключения токов. В рассматриваемой схеме опорное напряжение прикладывается к выводу I_{OUT1} и уменьшается многозвенной резистивной «лестницей» пропорционально задаваемому коду. Затем уменьшенное напряжение выводится через контакт V_{REF} без инверсии фазы. Для того чтобы обеспечить линейный режим работы при питании от одного источника, прикладываемое напряжение должно быть менее 3 В для десятиразрядных ЦАП или же менее 5 В для восьмиразрядных ЦАП. Напряжение питания ЦАП должно быть, по крайней мере, на 10 В более положительным, чем опорное напряжение. Это гарантирует, что КМОП ключи резистивной «лестницы» будут иметь достаточный запас по напряжению для своего полного включения. В схему может быть добавлен внешний ОУ, обеспечивающий усиление выходного напряжения ЦАП во всем диапазоне размаха выходного напряжения. Как правило, эта схема обеспечивает хорошую линейность для восьми- и десятиразрядных ЦАП, но не гарантирует работоспособность с 12-разрядными ЦАП (так как при этом требуются очень малые значения опорного напряжения). При необходимости применения 12-разрядной схемы следует использовать ЦАП, специально разработанные для питания от одного источника. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 666.)

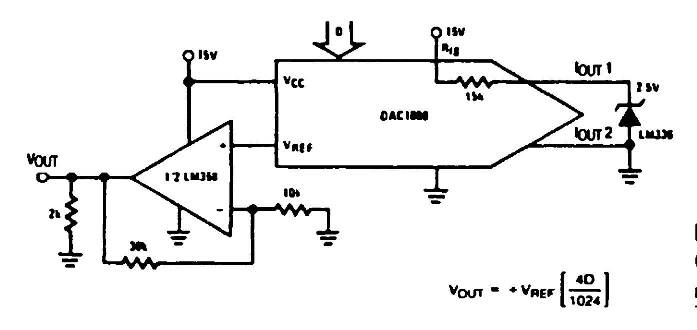


Рис. 9.35 Схема включения ЦАП при питании от одного источника

9.3.28. ЦАП с биполярным выходным сигналом

На рис. 9.36 приведена схема включения ЦАП DAC0830, которая обеспечивает биполярный выходной сигнал при однополярном источнике опорного напряжения. Схема выполнена с использованием второго операционного усилителя в выходной аналоговой цепи. Фактически эта цепь определяет значение знака для самого старшего двоичного разряда входного цифрового слова, позволяя выполнить четырехквадрантное умножение опорного напряжения. Полярность опорного напряжения может быть реверсирована (или может использоваться сигнал переменного тока) для того, чтобы реализовать полное четырехквадрантное умножение. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, р. 666.)

Таблица 9.3. Таблица преобразования ЦАП с биполярным выходным сигналом

Входной код								Идеальное значение $U_{вых}$	
СДР							МДР	(+) VREF	(–) VREF
1	1	1	1	1	1	1	1	V_{REF} – 1 МДР	(–) $\|V_{REF}\|$ + МДР
1	1	0	0	0	0	0	0	V_{REF} / 2	(–) $\|V_{REF}\|$ / 2
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1	(–) 1 МДР	(+) 1 МДР
0	0	1	1	1	1	1	1	(–) $\|V_{REF}\|$ / 2 – MDP	$\|V_{REF}\|$ /2 + МДР
0	0	0	0	0	0	0	0	(–) $\|V_{REF}\|$	(+) $\|V_{REF}\|$

Примечание к табл. СДР – старший двоичный разряд. МДР – младший двоичный разряд; МДР = |VREF| / 128.

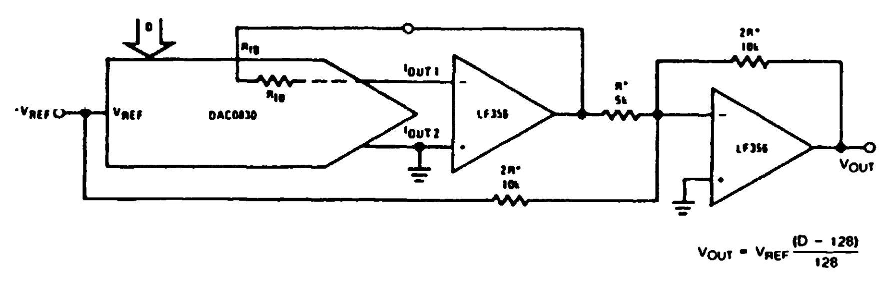


Рис. 9.36. ЦАП с биполярным выходным сигналом

Примечание к рис. * – *лучше применять резисторы фирмы Beckman Instruments, Inc.*

9.3.29. Усилитель, управляемый ЦАП

На рис. 9.37 приведена схема включения ЦАП DAC1000, позволяющая управлять выходным сигналом усилителя LF351. В рассматриваемой схеме ЦАП используется как элемент обратной связи инвертирующего усилителя. Многозвенная резистивная «лестница» типа R-2R цифровым способом изменяет величину выходного сигнала цепи обратной связи, поступающего на суммирующий вход усилителя. Сопротивление обратной связи можно представить изменяющимся от примерно 15 кОм до бесконечности при изменении входного кода от полного значения

до нуля. Внутренний резистор обратной связи используется в качестве входного резистора усилителя. Когда все входные разряды имеют нулевые значения, цепь обратной связи разомкнута и на выходе ОУ устанавливается напряжение насыщения. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, р. 667.)

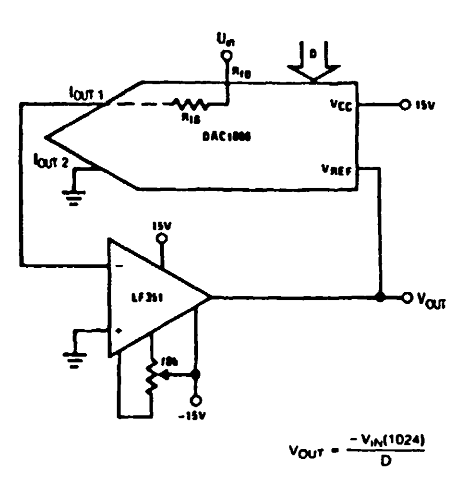


Рис. 9.37. Усилитель, управляемый ЦАП

9.3.30. Умножитель емкости

На рис. 9.38 приведена схема включения ЦАП DAC0830 в качестве умножителя емкости. Рассматриваемая схема представляет собой усилитель, управляемый ЦАП (используемый для умножения емкости), чтобы микропроцессор мог обеспечить управление частотными или временными характеристиками системы. Микропроцессор управляет цифровым входом ЦАП, который, в свою очередь, управляет усилителем для изменения величины емкости. Эта емкость может использоваться для изменения постоянной времени RC-цепей, меняя, таким образом, либо время, либо частоту. В рассматриваемой схеме ЦАП регулирует усиление каскада с фиксированной емкостной обратной связью. Эквивалентная входная емкость такого каскада благодаря эффекту Миллера равна величине фиксированной емкости, умноженной на сумму коэффициента усиления и единицы. Напряжение на эквивалентной входной емкости (C_{EQUIV}) относительно «земли» ограничено максимальным значением выходного

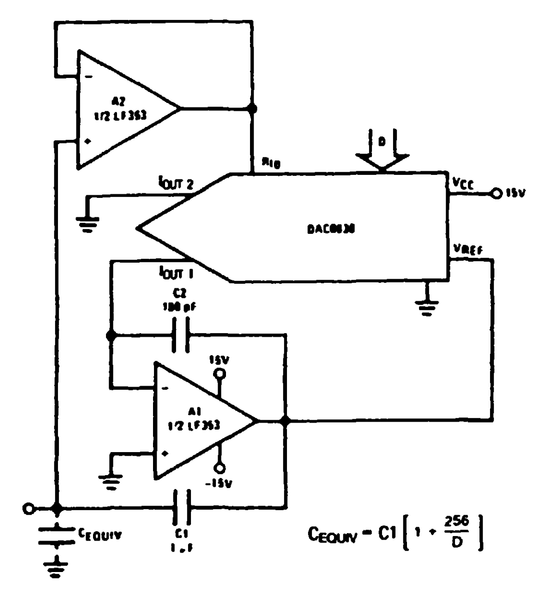


Рис. 9.38
Умножитель емкости

напряжения ОУ A1, деленному на сумму единицы и величины $2^n / D$, где n – разрядность ЦАП, а D – десятичный эквивалент двоичного входного сигнала. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, p. 667.)

9.3.31. ЦАП с увеличенными выходными напряжениями и токами

На рис. 9.39 показаны варианты включения ЦАП DAC1006, обеспечивающие высокое выходное напряжение (как униполярное, так и биполярное). Выходной ток рассматриваемых схем определяется предельным выходным током ОУ LM143 (как правило, около 20 мА). На рис. 9.40 приведен пример использования дополнительного каскада усиления мощности на дискретных элементах, позволяющего увеличить выходной ток (до 100 мА при 100 В). (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 668.)

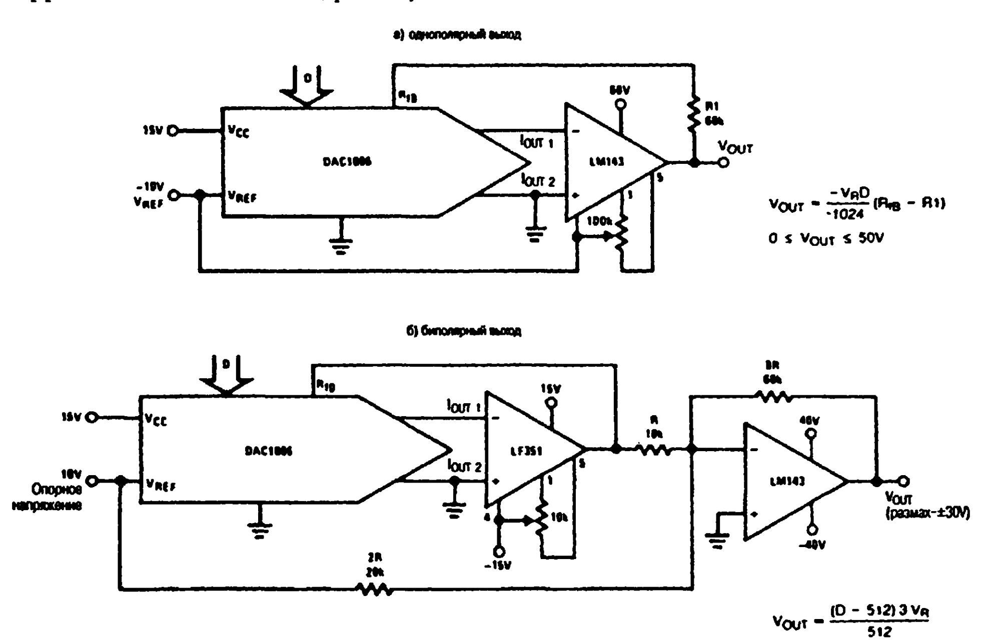
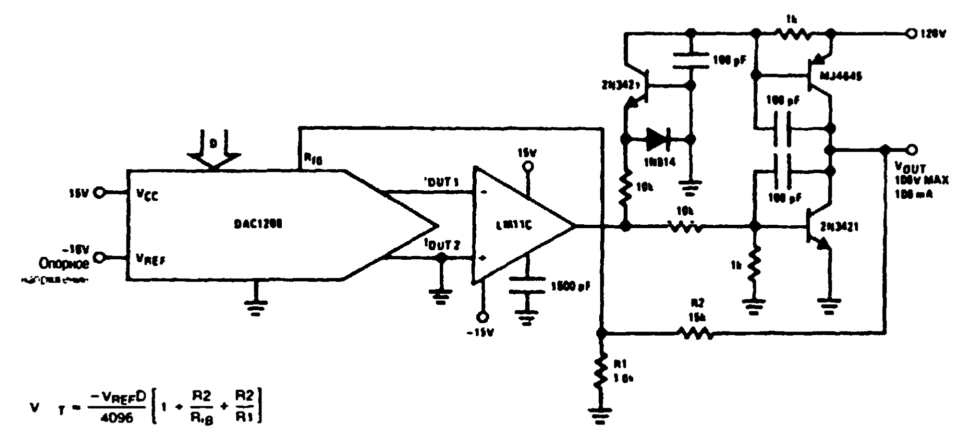


Рис. 9.39. ЦАП с увеличенным выходным напряжением

9.3.32. Токовый контроллер на основе ЦАП

На рис. 9.41 приведена схема включения ЦАП DAC1230, обеспечивающая цифровое управление токовой нагрузкой величиной до 1 А. Рассматриваемая схема может найти применение в схемах управления нагревателями, компенсации вращательного момента шаговых двигателей, автоматического испытательного оборудования. Основной источник нелинейности этой схемы – стабильность токочувствительного сопротивления R_{SENSE} (при изменении рассеиваемой мощности). Для минимизации нелинейности величина сопротивления токочувствительного элемента должна быть как можно меньше. Опорное напряжение также следует снизить (до



$$V_{OUT} = \frac{-V_{REF}D}{4096}\left[1 + \frac{R2}{R_{fB}} + \frac{R2}{R1}\right]$$

Рис. 9.40. ЦАП с увеличенным выходным током

–1 В) для обеспечения требуемого диапазона выходного тока. Чтобы свести к минимуму базовый ток, одновременно поддерживая на требуемом уровне коллекторный, протекающий в нагрузке, используется утроенная схема Дарлингтона. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 669.)

9.3.33. Контроллер токовой петли на основе ЦАП

На рис. 9.42 приведена схема включения ЦАП DAC0830, обеспечивающая цифровое управление током 3 20 мА в стандартной токовой петле, используемой

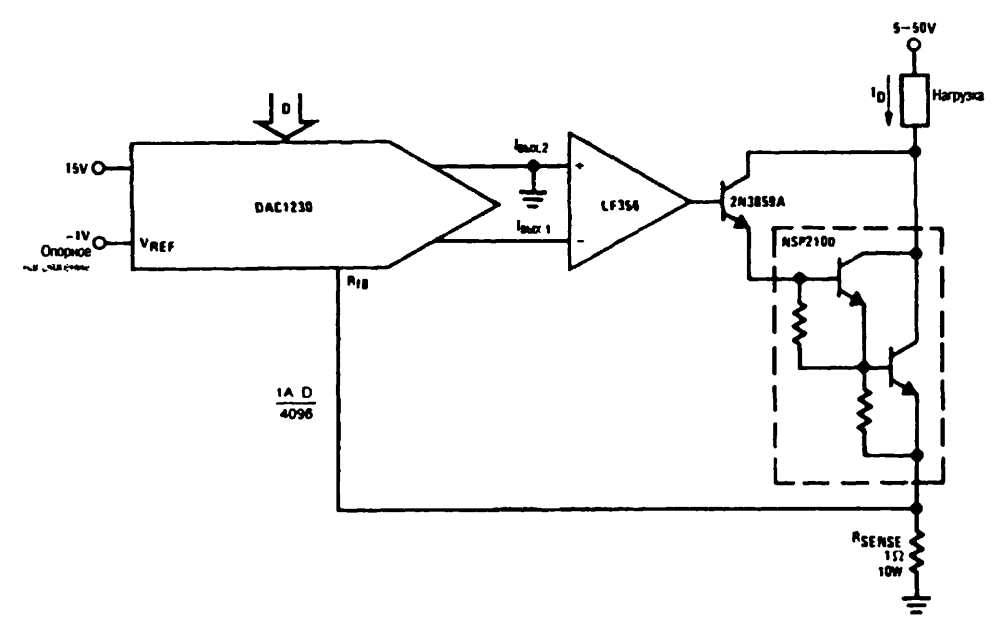
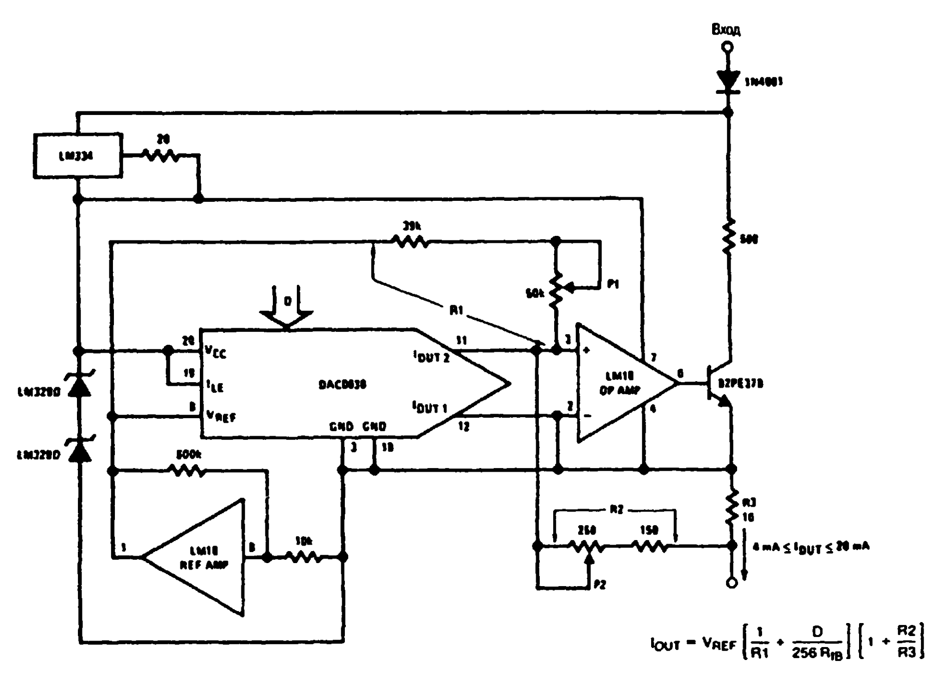


Рис. 9.41. Токовый контроллер на основе ЦАП



$$I_{OUT} = V_{REF}\left[\frac{1}{R1} + \frac{D}{256\,R_{fB}}\right]\left[1 + \frac{R2}{R3}\right]$$

Рис. 9.42. Контроллер токовой петли на основе ЦАП

в промышленности. Схема имеет только два внешних вывода, и все ее компоненты, включая ЦАП, запитываются непосредственно от петли. Выходной транзистор поддерживает ток, обеспечивающий во всех условиях равенство падения напряжения на резисторах R3 и R2. Это напряжение, а следовательно и общий ток петли, прямо пропорционально выходному току ЦАП. Переменное сопротивление R1 задает ток петли (при нулевом значении кода) равным 4 мА, а R2 используется для подстройки выходного тока до значения 16 мА (при максимальном значении кода ЦАП). Схема в целом «плавает» относительно потенциала «земли» при различных сопротивлениях и токах петли. Разность напряжений между входным и выходным выводами должна поддерживаться в интервале 16–55 В, а цифровые входы ЦАП должны быть электрически изолированы от потенциала «земли» управляющего микропроцессора. Такая изоляция лучше всего достигается с помощью оптронов. В системах, где не используются микропроцессоры, а управляющая информация поступает, например, от дискового переключателя (либо от аналогичного механического устройства), цифровые входные сигналы для ЦАП могут быть получены от КМОП логических элементов, преобразующих цифровую информацию из двоично-десятичной формы в двоичную. Общий ток потребления всех использованных микросхем, естественно, не должен превышать 4 мА, и величина резистора R1 должна быть установлена соответствующим образом. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, p. 670.)

9.3.34. Цифровая компенсация веса тары

На рис. 9.43 приведена схема включения ЦАП DAC0830 и АЦП ADC0801, используемая для цифровой компенсации веса тары при взвешивании. Это устройство применяется в системах взвешивания, где вес измерительной площадки или контейнера автоматически вычитается из полного веса объекта. Это расширяет диапазон взвешивания, так как предотвращает преждевременное зашкаливание прибора и позволяет автоматически определять действительный вес.

Сначала на ЦАП подается нулевой код и устанавливается начальное значение уровня входа системы взвешивания. Затем производится преобразование входного сигнала системы, после чего на ЦАП подается соответствующий код. Таким образом, выходное напряжение ЦАП будет пропорционально весу тары и равно входному напряжению, но с противоположным знаком. На выходе усилителя и входе АЦП устанавливается напряжение, равное нулю, то есть вес тары будет скомпенсирован. (В рассматриваемой схеме используется восьмиразрядный АЦП.) Напряжение на выходе ЦАП поддерживается постоянно, поэтому любое последующее значение выходного сигнала АЦП соответствует весовой величине относительно начального (опорного) значения. Для того чтобы выходное напряжение ЦАП соответствовало входному напряжению АЦП с необходимой точностью, оба прибора должны запитываться от одного источника опорного напряжения. Для дифференциальных входных сигналов может быть использован измерительный усилитель (например, LM363). Вывод опорного напряжения усилителя LM363 может управляться непосредственно от ЦАП (как показано на рис. 9.43). Это позволит задать напряжение смещения на входе АЦП. (См. «National Semiconductor», Application Note 271, 1994, р. 670.)

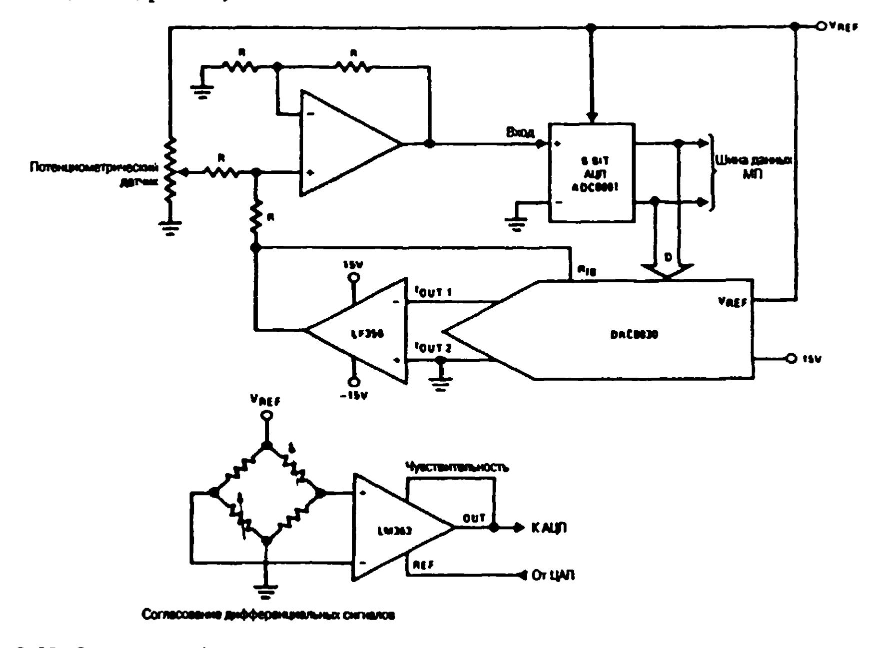


Рис. 9.43. Схема для цифровой компенсации веса тары

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Аналого-цифровое преобразование
абсолютных величин 400
относительных величин 398
Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) 393
32-канальный 403
восьмиразрядный, с внутренним 16-канальным мультиплексором 397
с выборкой и хранением 409
с микропроцессорным управлением усиления 408
дифференциальный
8-канальный 404
16-канальный 405
проверка и поиск неисправностей 393
согласование по входу 401, 406
использование источника опорного напряжения в качестве источника питания 400, 401
упрощенный интерфейс АЦП/МП 411
с МП 6800 418
с частичным дешифрированием 419
с МП 8080 412
с частичным дешифрированием 414
с МП NSC800 417
с частичным дешифрированием 416
с МП Z80 415
с дешифрированием 416

Б

Быстродействующие устройства
аналоговый перемножитель в диапазоне частот до 50 МГц 196
двухпороговый усилитель-компаратор 190
дифференциальный приемник сигналов с двухпроводной линии 187
дифференциальный усилитель-компаратор с регулируемым порогом 189
приемник для волоконно-оптической линии связи 194
адаптивный 194
фотоинтегратор 193

В

Видеоусилитель 182
двухканальный 180
Выносной датчик измерителя pH со встроенным усилителем 260
Выпрямитель/вольтметр переменного тока с диодным мостом179
Выпрямители на ОУ
двухполупериодный на одном ОУ 255, 259
однополупериодный 256

Г

Генератор гармонических колебаний с мостом Вина 172
высокостабильный 176
многодиапазонный 173
с автоматической подстройкой сигнала 177
с кварцевой стабилизацией частоты 171
с лампой накаливания 172
с подавлением синфазного сигнала 172
с электронной стабилизацией амплитуды сигнала 174
с подавлением синфазного сигнала моста 177
Генератор прямоугольных импульсов 170

Д

Детектор с окном 271
Децибелы
  измерения абсолютных величин 203
  основные понятия 201
  сложение децибелов 202
  соотношения для удвоения мощности 202
  сравнения величин напряжений и токов 203
Дифференциальные усилители с однополярным питанием 268
Драйверы для МОП переключателей
  двунаправленные 360
  для напряжений 18–28 В 361, 362
  для работы в схемах напряжением 3,3 В 364
  сдвоенные на повышенные напряжения 359
  снижение влияния бросков тока при высокоемкостных нагрузках 360

З

Замена батареи напряжением 9 В двумя элементами типа АА 370
Зарядные устройства для аккумуляторов
  для ускоренного заряда 347
  никель-кадмиевых 345
    для четырех аккумуляторов 344
    с линейным стабилизатором 351
    стабилизатор/зарядное устройство
  схема контроля напряжения заряда 391
  термочувствительное 344
    переключаемое 346
    с низкоомным источником заряда 347
Защита цепи питания интерфейса SCSI 366

И

Измерение параметров коммутаторов и ключей 70
  времени задержки переключения каналов относительно адресных сигналов 75
  времени перекрытия переключаемых каналов 75
  емкости канала 77
  задержки переключения каналов относительно сигнала разрешения переключения 75
  заряда переключения 76
  прямого сопротивления замкнутого ключа 72
  развязки между включенными каналами 77
  развязки разомкнутого ключа 76
  тока утечки замкнутого ключа 72
  тока утечки разомкнутого ключа 73
Инвертирующий усилитель 252
Инвертор с изменяемым выходным напряжением 328
Индикатор на светодиодах 272
Интегральные микросхемы
  ADC0816 397
  ADC0817 397
  CA3085 293
  CA3094B 241
  DAC0801 430
  DAC0830 422, 425, 428, 430
  DAC1000 424
  DAC1006 427
  DAC1020 421
  DAC1208 423
  DAC1230 427
  DS1231 45
  DS1232LP/LPS 45, 46
  DS1236 47, 48
  ICL7650 234
  ICL7805S 234
  IH5040–5045/5047 84
  LM111 245, 249
  LM139 249, 250
  LT1004 295
  LT1006 346
  LT1010 178

LT1011 170, 295
LT1016 179
LT1019 189
LT1021 153, 164
LT1034 158
LT1054 159
LT1055 174, 177
LT1070 290
LT1074 321
LT1076 321
LT1086 295
LT1097 182
LT1115 178
LT1173 375
LT1173-5 370
LT1191 182
LT1220 196, 198
LT1270 370
LTC201A 170
LTC1044 158
LTC1043 162
LTC1153 365
LTC1154 361
LTC1155 344, 359, 361, 362
LTC1156 361, 362
LTC1157 364
MAX131 260
MAX200 100, 105
MAX201 107
MAX202/203 108, 115
MAX204/205 109
MAX206 101
MAX207 111
MAX208 112
MAX209 113
MAX211/213 101, 115
MAX214 117, 119
MAX218 117, 122
MAX220 93, 98
MAX222/242 95, 99, 103
MAX225 126, 129
MAX230 99, 124
MAX231 124
MAX232/233 95, 115, 123, 125
MAX234 125
MAX235 99, 127
MAX236 99, 127
MAX237 128
MAX238 128
MAX239 129
MAX240 130
MAX241 100, 101, 115
MAX241/223 131
MAX243 132
MAX244 132
MAX245 130, 133
MAX246 131, 134
MAX247 135, 138, 139
MAX248 136, 138, 139
MAX249 137, 138, 139
MAX250/251 96, 97
MAX252 97
MAX253 140, 147
MAX301/303/305 76, 77
MAX310 81, 258
MAX326/327 70, 73
MAX328/329 73, 76, 81
MAX334 82
MAX335 85, 89
MAX358 77
MAX366/367 90
MAX368/369 78, 81
MAX402 256
MAX403 256
MAX406 260, 262
MAX407 262
MAX412 251
MAX420 252
MAX427 265, 266
MAX437 266
MAX440 254
MAX442 254
MAX478 268
MAX479 268
MAX480 255, 260
MAX481/483/485/487 147 149

MAX488/490 149, 152
MAX489/491 152
MAX492 269
MAX494 269
MAX495 269
MAX619 313
MAX620 295
MAX621 295
MAX622 297
MAX623 298, 299
MAX630 336, 376
MAX634 336, 355
MAX639 340, 387
MAX641 757
MAX654 341
MAX660 325, 388
MAX662A 325, 327
MAX663 338
MAX666 389
MAX667 339, 340, 380
MAX680 299
MAX681 299
MAX682 313
MAX683 313
MAX684 313
MAX685 313
MAX690 52, 54
MAX690A/802L 59
MAX691A/693A/800L/800M 59, 60
MAX692A/802M 59
MAX695 52, 54
MAX696/697 54, 58
MAX703/704 60, 63
MAX705/706/708 61, 62
MAX709 65
MAX713 347, 351
MAX714 383, 384, 385
MAX718 368, 373
MAX722 374, 375
MAX724 304
MAX726 304
MAX731 367
MAX732 301
MAX733 301
MAX734 304, 374
MAX735 313, 386
MAX739 380, 386
MAX741D 316
MAX747 316
MAX749 353
MAX751 375
MAX752 352, 384
MAX753 353
MAX755 315
MAX756 341, 372, 380
MAX757 342
MAX759 354
MAX764 327, 328
MAX765 327
MAX766 327
MAX770 329, 331
MAX771 329, 331
MAX772 331
MAX773 331
MAX782 392
MAX786 367
MAX787 319
MAX788 319
MAX789 319
MAX790/791 58, 63
MAX872 263, 377
MAX931 271
MAX934 272
MAX941 273
MAX993 271
MAX1044 389
MAX1232 49, 51
MAX1259 51
MAX1480A/B 101, 105
MAX1691 66
MAX1732 307
MAX1738 307
MAX1743 310
MAX1771 321, 323, 331
MAX4426 301
MAX4429 310

MAX7501/7502/7503 83
MAX7506/7507 84
MAX8214 391
MAX9687 257
MDA201 295
OP27 259
OP37 259
OP90 259, 260
Интерфейсы 92
гальваническая развязка линий передач 95
длина кабеля 92
приемопередатчики 101
двойные с напряжением питания +1,8...+4,25 В 117
многоканальные с напряжением питания 5 В 122
программируемые (DTE/DCE) 117
с внешними конденсаторами и напряжением питания 5 В 105
с защитой от электростатического разряда 115
с пониженной потребляемой мощностью для интерфейсов RS-485/422 147
снижение потребляемой мощности и режим отключения 94
стандарты 92, 96
RS-232C 92, 96
EIA-232D 92, 96
MKTTV.28 92, 96
сравнение 96
Источник отрицательного опорного напряжения –2,5 В 263
Источник питания с автоматическим выключением через заданное время 271
Источники питания
ЖК дисплеев
для цепи регулировки контрастности 357
комбинированный 353
микромощный 355
отрицательного напряжения 354
с перекачиванием заряда 357
с цифровой подстройкой 353
мощный, на 3,3 В с входным напряжением 5 В 367
с выходными напряжениями 5 и 12 В 368
флуоресцентных ламп подсветки 352

К

Коммутаторы 77
16-канальная схема коммутации дифференциальных сигналов 84
8-канальная схема коммутации дифференциальных сигналов 83
дифференциальный 4×2 на ИС MAX335 88
КМОП радио- и видеосигналов 81
8×1 на ИС MAX335 88
повышенной надежности 81
Компараторы 245
быстродействие 250
определение неисправностей 248
проверка 247
с ЭСЛ выходом 258
сверхбыстродействующий с управляемым режимом выборки-хранения 257
самовозбуждение 246
Компенсация фазовых искажений на выходе коммутаторов и ключей 83
Контроллер токового режима на базе импульсного источника питания 315
Контроль микропроцессоров 31
запрет записи в память при пониженном напряжении питания 32
переключение на резервную батарею 33
предупреждение об отключении питания 33
сброс при включении питания 32
сброс при понижении напряжения питания 32
сторожевой таймер 34

Л

Линейные стабилизаторы
двухкаскадный на 5 В с питанием от четырех элементов 380

импульсный инвертирующий 336
импульсный с питанием от щелочной батареи 370
микромощный 338
на +5 В с малым падением напряжения 339
на 3/3,3 В с питанием от трех элементов 377
на 5 В с питанием от четырех элементов 380
повышающий импульсный 336
повышающий/понижающий на 5 В от четырех элементов 382
регулируемый с малым падением напряжения 339
с малым падением напряжения 389
с тремя выходами и питанием от пяти элементов 383
эффективный понижающий на +5 В 340

М

Малошумящие усилители
быстродействующий измерительный 251, 259
микрофонный предусилитель 259
прецизионный дифференциальный с высоким коэффициентом усиления 265
Методы проверки источников питания и стабилизаторов 275
влияние источника питания 283
влияние нагрузки 284
детальная проверка 281
дрейф 284
температурный коэффициент 285
шумы и пульсации 284
Методы проверки коммутаторов и ключей 69
времени переключения 71
основных функций 70, 73
тока утечки выключенного канала 70
Микромощные схемы с батарейным питанием 336
Модуль, преобразующий напряжение +5 В в ±12 или ±15 В 309
Монолитный КМОП преобразователь напряжения 325
Мостовая схема управления двигателем постоянного тока 295
Мостовой измерительный усилитель 153
малошумящий с подавлением синфазных сигналов 154
с высокой разрешающей способностью и одним источником питания 159
с одним источником питания и подавлением синфазных сигналов 158
со стабилизацией прерыванием 155
Мостовые датчики
высокой разрешающей способности с УВХ 168
давления с цепью автоматического регулирования 154
с импульсной режимом работы 164
с переключаемым конденсатором 162
с периодическим включением 164
с терморезистором и линейным выходом 163
с устройством выборки-хранения 164
температуры 161
Мостовые схемы
работающая в заданном временном интервале 170
с «плавающим» входом 161
с малой потребляемой мощностью 164
Мультиплексор видеосигналов для работы на кабель
2-канальный 254
8-канальный 254

Н

Неисправности
в импульсных источниках питания 285
измерения токов и напряжений на элементах схемы 286
компенсация измерительного кабеля осциллографа 286
наводки в заземляющем проводе с зажимом 286

паразитная связь с «землей» 285
советы и предостережения 289
электромагнитные помехи 287
в линейных источниках питания 293, 294

О

Описание схем АЦП и ЦАП 397
Ослабление влияния емкостной нагрузки коммутаторов и ключей 82
Основные схемы применения операционных усилителей 230
ОУ со стабилизацией прерыванием 234

П

Параметры ОУ и их измерение
амплитудно-частотная характеристика 204
анализ искажений с использованием
прямоугольных сигналов 214
синусоидальных сигналов 213
влияние нагрузки 211
влияние нестабильности напряжения питания 230
влияние утечки на работу схем с дискретными элементами 239
входная чувствительность 211
входное сопротивление 213
входной ток 227
входной ток сдвига и напряжение смещения нуля 228
выходная мощность и усиление мощности 210
выходное сопротивление 212
гармонические искажения 217
измерения
переходных характеристик 223
усиления отдельных каскадов 237
в цепях обратной связи 226
интермодуляционные искажения 219
ослабление синфазного сигнала 229
отношение сигнал/шум 221
полоса пропускания 211
скорость нарастания и переходные характеристики 222
ток потребления, выходная мощность, КПД и чувствительность 213
ток утечки коллектор–база 240
усиление по напряжению 210
фазовый сдвиг 225
фоновый шум 220
Передача данных по стандарту RS-485/422 с гальванической развязкой 101
импульсный генератор для источника питания 140
организация типовой сети обмена 104
Переключатели и ключи 77
8-канальный переключатель с управлением по последовательному интерфейсу 85
однополюсные на два направления на ИС MAX335 89
схема выборки-хранения с одноканальным ключом 84
схема защиты линий передачи сигналов с ключами повышенной надежности 90
усилитель с переключаемым коэффициентом усиления 82
Переключатель с открытым выходом 299
Повторители напряжения
для емкостной нагрузки до 100 пФ 264
для емкостной нагрузки свыше 100 пФ 264
повышенной точности 265
Поиск неисправностей интерфейсных ИС 97
Понижающий Р-канальный контроллер 316
Пороговый детектор с цифровым управлением 273
Преобразователи напряжения 299
маломощный
на 9 В 331
3,3 В в 5 В 367
на 12 В без обратной связи 321
на 12 В с функцией контроля напряжения 331
на 15 В 332
на 16 В 333

на 24 В 332
низковольтный повышающий 341
отрицательного в +5 В 384
повышающий на 3,3/5 В 341
повышающий отрицательного напряжения 306
повышающий/понижающий с выходным напряжением 5 или 3,3 В 323
повышающий регулируемый 342
повышенной эффективности
на 5 В 329
на 9 В 323
на 12 В без обратной связи 329
на 12 В с обратной связью 321, 329
положительного и отрицательного напряжений 299
положительного напряжения в отрицательное 304
понижающий 307
с перекачиванием заряда 313
Проверка интерфейсных ИС 98
в режиме замкнутой петли 100
в режимах разрешения/запрета и отключения 99
скорости нарастания выходного напряжения при переключении 100
тока потребления в режиме отключения 99
Проверка усилителей 199
искажения в каскадах усилителя на дискретных элементах 239
оборудование для проверки 199
пониженное усиление 238
пример поиска неисправностей в усилителе 241
проверка токов утечки транзисторов в схеме 240
прохождение сигнала 236
Программирование микросхем флэш-памяти 304, 307, 325
Простой линейный приемопередатчик 273

С

Синхронный мостовой демодулятор с питанием переменным током 169
Система сбора данных с защищенным дифференциальным входом 78
входные каскады 77
Снижение минимального тока покоя 340
Согласующее устройство для низковольтного АЦП 269
Схема выборки-хранения
4-канальная 262
Схема для точного измерения веса 159
Схема управления шаговым двигателем 297
Схемы источников напряжения
–24 В от двух или трех элементов 375
3,3 В от четырех – шести элементов 378
3,3 или 5 В от двух или трех элементов 372
3,3, 5 и 12 В от 6–12 элементов 392
3,3/5 В и 5/12 В от двух или трех элементов 373
3,3/5 В от 9-вольтовой батареи 384
3,3/5 В, +12 и –18 В от двух или трех элементов 374
5 В (малошумящего) от двух или трех элементов 375
–5 В из напряжения +5 В (маломощная) 387
–5 В с перекачиванием заряда 388, 389
–5 В из напряжения +5 В или от пяти – восьми элементов 386
–5 В из напряжения +5 В или от четырех – восьми элементов 385
5 В от двух или трех элементов 376
5 В от пяти элементов 384
–5 В с малыми шумами от источника +5 В 386
инвертирующая, на 5 В от четырех элементов 380
Схемы источников питания 275, 295
бестрансформаторный с входным –48 В и выходным 5 В напряжением 324

двухполярный с предварительной стабилизацией 294
инвертирующий 327
компенсированный, с выходным 12 В и входным от 4,5 до 15 В напряжением 323
на два выхода с напряжениями +12 и +20 В 327
на напряжение 100 В 333
повышающий напряжение 297
Схемы контроля микропроцессоров 49
для напряжения питания +3 В 62
с батарейным резервированием 60
с батарейным резервированием для напряжения питания 3,0/3,3 В 63
с внутренней резервной батареей 66
с дополнительными возможностями 54
с повышенной надежностью 59
с повышенной надежностью и ручным сбросом 61
с резервированием питания МП 51, 52
с улучшенными характеристиками 58
с формированием сигнала разрешения записи в ОЗУ 63
с формированием сигнала сброса 64
тестирование 42
Схемы управления МДП транзисторами 295
быстродействующие
на токи до 1,5 А 301
на токи до 6 А 310

Т

Тестирование и устранение неисправностей цифровых и микропроцессорных схем 34
логический импульсный генератор 35, 34
логический пробник 34, 35
общие принципы 36
сигналы входные и выходные 41
выбор ИС 36
запись 36
начало работы 36
сброс 36
синхронизации 41
считывание 36
цепи питания и заземления 36
Токочувствительный усилитель с повышенным напряжением 390

У

Уменьшение тока покоя 340
Управление питанием портативного компьютера 362
Усилители
выносного датчика напряжение–ток с дистанционным питанием 262
для работы на кабель с минимальными фазовыми искажениями 254
операционный 233
для приема сигнала с кабеля 182
для ЦАП 180
мощности 196
с большим выходным током 198
с трансформаторной связью 189
с фотодиодом 192
стабилизированные
с высоким входным сопротивлением 183
с коэффициентом усиления 10 183
с коэффициентом усиления 1000 185
со стабилизацией по постоянному току 182, 183
со стабилизацией по постоянному току и дифференциальным съемом напряжения смещения нуля 183
Устройства с ЦАП
генератор синусоидальных сигналов с цифровым управлением 421
контроллер токовой петли 428
перемножающие 421
токовый контроллер 427
умножитель емкости 426
усилитель 425
цифровая компенсация веса тары 430

цифровой потенциометр
с комбинированным усилителем 423

Ц

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)
использование одного источника питания 424
проверка и поиск неисправностей 394
с биполярным выходным сигналом 425
с увеличенными выходными напряжениями и токами 427
со смещенным уровнем выходного сигнала 423

Ш

ШИМ стабилизаторы
перестраиваемый инвертирующий на –5 В 313
повышающие 301
на ток 2 или 5 А 321
на ток 5 А 319
понижающий 304
Широкополосный быстродействующий ОУ с мультиплексным входом 258

Э

Электронный прерыватель 365